

M0034/93B

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

THESE DE MAGISTER

Présentée par :

الدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Farid LEGUEBEDJ

THEME

DETERMINATION DES PARAMETRES DES
MACHINES SYNCHRONES ET INFLUENCE DES
MODELES SUR LES REGIMES TRANSITOIRES

14 novembre 93

JURY

M.E. ZAIM
O. TOUHAMI
R. IBTIOUENE
A. MAAZI
L. NEZLI

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

DEDICACE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

à ma mère,

à ma mère,

à ma mère,

à mon père.

REMERCIEMENTS



Ce travail a été effectué sous la direction de monsieur O. Touhami, chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, qu'il trouve ici l'expression de mes sentiments et le témoignage de ma gratitude pour son soutien et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer.

Monsieur M.E.Zaïm, maître de conférence à l'E.N.P, me fait honneur de présider le jury de soutenance. qu'il en soit vivement remercié.

Je tiens à remercier Messieurs R.Ibtiouene, Docteur d'Etat Es-Sciences, A.Maazi, chargé de cours, et L.Nezli, pour l'honneur qu'ils me font en participant au jury.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : MODELES DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.1 : INTRODUCTION

I.2 : MODELE DE PARK DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.3 : MODELE ORIGINAL DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.4 : PARAMETRES DU MODELE ORIGINAL

I.4.1 : Méthode classique (standard)

I.4.2 : Anomalies

I.4.3 : Méthode itérative

I.5 : MODELE ELARGI (MODELE DE CANAY)

I.6 : NOUVEAUX ELARGISSEMENT (Prise en compte des parties massives)

CHAPITRE II : MODELE DU 2^{ème} ORDRE DE LA MACHINE SYNCHRONE

II.1 : INTRODUCTION

II.2 : PRESENTATION DU MODELE

II.3 : DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE PAR LA
NOUVELLE METHODE

II.3.1 : Paramètres d'axe direct

II.3.2 : Grandeurs caractéristiques avec réactance externe (x_e)

II.3.3 : Interprétations et commentaires

II.3.4 : Paramètres d'axe en quadrature

II.4 : REPONSES TRANSITOIRES

II.5 : CONCLUSION

CHAPITRE III : MODELE DU 3^{eme} ORDRE DE LA MACHINE SYNCHRONE

III.1 : INTRODUCTION

III.2 : PRESENTATION DU MODELE

III.3 : DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE PAR LA
NOUVELLE METHODE

III.3.1 : Relations entre les Ctes de temps à vide et de court-circuit

III.3.2 : Grandeurs caractéristiques avec une réactance externe (x_e)

III.3.3 : Paramètres d'axe direct

III.3.4 : Interprétations et commentaires

III.3.5 : Paramètres d'axe en quadrature

III.4 : CALCUL DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES A PARTIR DES PARAMETRES
DU CIRCUIT EQUIVALENT

III.4.1 : Axe direct

III.4.2 : Axe en quadrature

III.5 : REPONSES TRANSITOIRES

III.6 : CONCLUSION

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE

IV.1 : INTRODUCTION

IV.2 : REPONSES FREQUENTIELLES

IV.3 : L'EFFET DES GRANDEURS SUB-SUBTRANSITOIRES SUR LE COMPORTEMENT
DE LA MACHINE SYNCHRONE

- IV.3.1 : Court-circuit triphasé
- IV.3.2 : Stabilité dynamique
- IV.3.3 : Démarrage en asynchrone
- IV.4 : CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

NOMENCLATURE

- ψ_d, u_d, i_d : composante directe du flux, de la tension, du courant
- ψ_q, u_q, i_q : composante en quadrature du flux, de la tension, du courant
- u_f, i_f : tension d'excitation, courant d'excitation
- p : opérateur de la place
- $G(p)$: fonction de transfert entre le stator et l'enroulement d'excitation
- f_s : fréquence statorique
- ω_s, ω_r : pulsation statorique, rotorique
- x_d, x_q : réactance synchrone d'axe d, d'axe q
- x'_d, x'_q : réactance transitoire d'axe d, d'axe q
- x''_d, x''_q : réactance sub-transitoire d'axe d, d'axe q
- x'''_d, x'''_q : réactance sub-subtransitoire d'axe d, d'axe q
- T'_d, T'_q : Cte de temps transitoire du court-circuit d'axe d, d'axe q
- T''_d, T''_q : Cte de temps sub-transitoire du court-circuit d'axe d, d'axe q
- T'''_d, T'''_q : Cte de temps sub-subtransitoire du court-circuit d'axe d, d'axe q

- T'_{do}, T'_{qo} : Cte de temps transitoire à vide d'axe d, d'axe q
- T''_{do}, T''_{qo} : Cte de temps subtransitoire à vide d'axe d, d'axe q
- T'''_{do}, T'''_{qo} : Cte de temps sub-subtransitoire à vide d'axe d, d'axe q
- T_f : Cte de temps de l'enroulement d'excitation
- T_{kd} : Cte de temps d'amortisseur
- H : Cte de temps mécanique
- T_{kdc} : Cte de temps du court-circuit d'amortisseur
- x_c, x_{rc} : réactances caractéristiques
- r_a : résistance d'une phase statorique
- x_l : réactance de fuite de l'induit
- x_{ad}, x_{aq} : réactance principale d'axe d, d'axe q
- x_f : réactance de l'enroulement d'excitation
- r_f : résistance de l'enroulement d'excitation
- x_{kd}, x_{kq} : réactance d'amortisseur d'axe d, d'axe q
- r_{kd}, r_{kq} : résistance d'amortisseur d'axe d, d'axe q

C_e : couple électromagnétique

i_a : courant de la phase (a)

δ : angle interne de la machine synchrone

g : glissement

Ω : la vitesse de rotation

INTRODUCTION GENERALE

La mesure des paramètres des machines synchrones reste, malgré l'utilisation courante des alternateurs dans les centrales électriques, un sujet qui est loin d'être épuisé et de nombreuses études sont encore réalisées actuellement afin de mieux cerner les propriétés de ces machines dans les réseaux électriques.

Le problème de la modélisation de la machine synchrone comporte deux aspects. Tout d'abord, le choix d'un modèle de la machine synchrone. Il devra être suffisamment simple pour, soit mener à des solutions analytiques, soit ne pas conduire à des temps de calcul prohibitifs, et suffisamment complexe pour donner une représentation correcte de la machine pour les situations envisagées. Le choix d'un modèle est toujours lié au problème à résoudre.

L'autre aspect, d'une égale importance, consiste dans la détermination des paramètres à introduire dans le modèle choisi [1].

Plusieurs recherches ont été faites dans le domaine de la modélisation et l'identification de la machine synchrone. Dans les années récentes, plusieurs auteurs (Krause [2, 3], Lipo [4], et Anderson et Fouad [5]) ont présenté une unique et cohérente approche du développement des modèles de la machine synchrone, en utilisant la théorie du référentiel et l'analyse électromagnétique. La méthode présentée par ces auteurs est généralement utilisée dans le développement des modèles de la machine. Les travaux de Concordia [6], Kimbark [7], Adkins [8], Majmudar [9], et D.o'kelly [10] représentent le développement du modèle classique de la machine [11].

Durant la dernière décennie, de nombreux auteurs ont établi l'inadéquation des modèles utilisés pour représenter les générateurs dans les simulations numériques. Celles-ci proviennent parfois d'un choix inexact de l'ordre du modèle mais plus souvent encore, d'une estimation qui souffre de trop nombreuses approximations [12, 13].

Le problème de l'ordre, surtout fréquent dans les turbo-alternateurs a été reconnu et solutionné par l'ajout d'un nombre approprié d'enroulements amortisseurs dans les deux axes. Toutefois, malgré des améliorations, aucun règlement satisfaisant n'a été apporté aux approximations nécessaires pour analyser le court-circuit de la machine [14].

La tendance actuelle est plutôt de s'orienter vers les essais fréquentielles, pour obtenir de meilleurs modèles [15-20].

Les essais basés sur l'analyse indicielle à l'arrêt, ont permis quelque peu une estimation paramétrique de la machine, assez satisfaisante [21, 22].

D'autres études basées sur le calcul du champ tridimensionnel utilisant la méthode des éléments finis, ont permis la détermination des constantes de temps des circuits équivalents [23].

L'objet de notre travail, est d'une part l'étude des méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone, et leurs effets sur les réponses transitoires, et d'autre part l'influence des modèles sur le comportement de la machine.

Dans un premier chapitre, nous présenterons les modèles généraux de la M.S, et deux méthodes de détermination paramétrique :

- la méthode classique,
- la méthode itérative.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du modèle du 2^{ème} ordre (modèle ayant deux circuits rotoriques selon les deux axes), nous développerons une nouvelle méthode de détermination des paramètres et nous terminons par une étude comparative concernant :

- l'effet des méthodes de détermination des paramètres de la machine.
- l'influence de ces méthodes sur les réponses transitoires.

Le troisième chapitre traite du modèle de 3^{ème} ordre de la machine synchrone (modèle ayant trois circuits rotoriques par axe), nous généralisons la nouvelle méthode appliquée au modèle du 2^{ème} ordre, à celui du 3^{ème} ordre.

L'objet du quatrième chapitre est l'analyse de l'effet de la complexité du modèle du rotor sur :

- Les réponses fréquentielles des fonctions caractérisantes le modèle de la machine synchrone.
- Le comportement électrodynamique de la machine. la comparaison est faite pour les les trois cas suivants :
 - Court-circuit en charge.
 - Stabilité dynamique.
 - Démarrage en asynchrone.

CHAPITRE I
MODELES DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

La présentation des modèles de la machine synchrone, devient un problème d'actualité, et de nombreux chercheurs se penchent vers ce domaine [2-11]. Nous présenterons dans ce chapitre le modèle classique et les modèles élargis, ainsi que deux méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone.

I.2 MODELE DE PARK DE LA MACHINE SYNCHRONE

Le calcul du comportement dynamique des machines synchrones s'effectue aujourd'hui presque toujours sur la base de la théorie des deux axes de Park. Par la transformation de Park, on aboutit fondamentalement dans chaque axe à un réseau (figure (I.1)), ces deux réseaux, qu'on représente par des schémas équivalents, constituent le modèle de la machine synchrone.

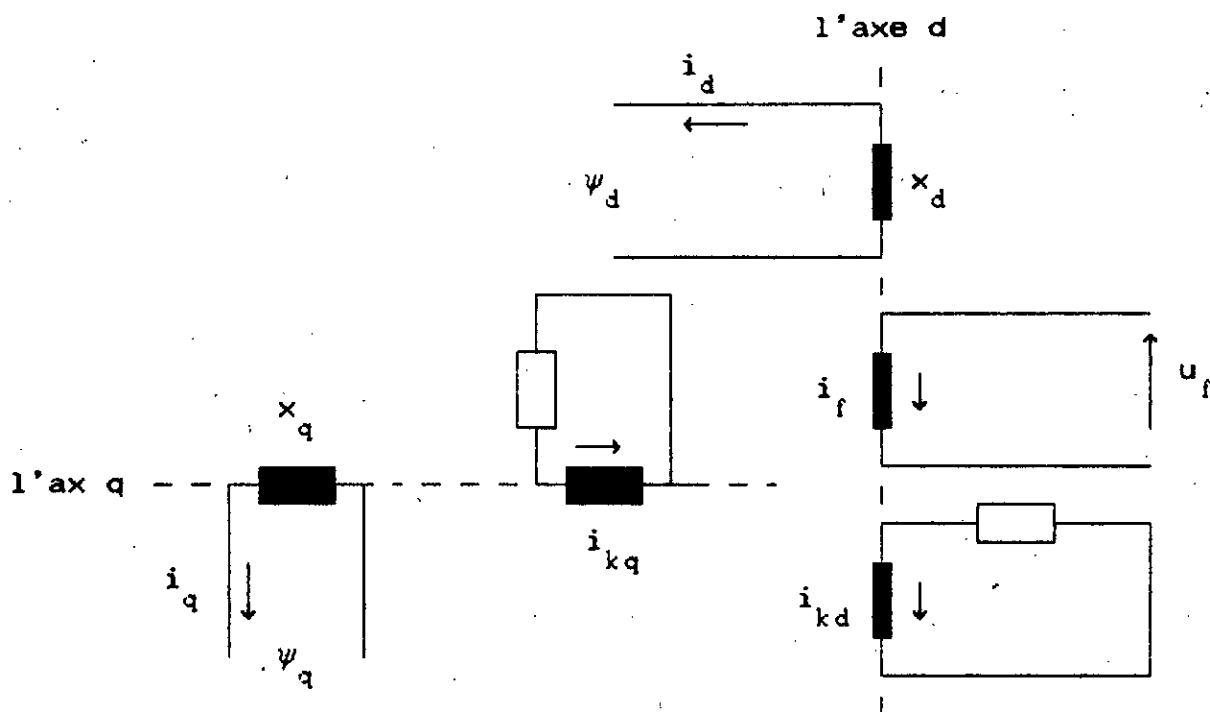


Figure (I.1): Représentation de la théorie des deux axes de PARK.

Si, nous éliminons les courants rotoriques [24-26], i_f , i_{kd} et i_{kq} dans les équations des tensions selon les deux axes, nous obtenons quatre équations de base.

- équations des tensions :

$$u_d(p) + w_r \psi_q(p) = -r_a i_d(p) + p \psi_d(p) \quad (I.1)$$

$$u_q(p) - w_r \psi_d(p) = -r_a i_q(p) + p \psi_q(p) \quad (I.2)$$

- équations des flux :

$$\psi_d(p) = -x_d(p) i_d(p) + G(p) u_f \quad (I.3)$$

$$\psi_q(p) = -x_q(p) i_q(p) \quad (I.4)$$

Le schéma équivalent de l'axe longitudinal doit satisfaire les fonctions $x_d(p)$, $G(p)$, et celui de l'axe transversal, seulement $x_q(p)$. Il résulte que seule la description de ces fonctions est nécessaire pour l'identification de la machine synchrone.

Pour des machines avec (n) circuits rotoriques, selon les deux axes, couplés magnétiquement, ces fonctions sont données par les fonctions [15] :

$$G(p) = \frac{(1+p T_{kd1c}) (1+p T_{kd2c}) \dots (1+p T_{kd(n-1)c})}{(1+p T_{do}) (1+p T'_{do}) \dots (1+p T^{(n)}_{do})} \quad (I.5)$$

$$x_d(p) = x_d \frac{(1+p T'_d) (1+p T''_d) \dots (1+p T^{(n)}_d)}{(1+p T'_{do}) (1+p T''_{do}) \dots (1+p T^{(n)}_{do})} \quad (I.6)$$

ou en d'autres termes :

$$\frac{1}{x_d(p)} = \frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{p T'_d}{1+p T'_d} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) \frac{p T''_d}{1+p T''_d} + \dots \quad (I.7)$$

Les mêmes expressions dans les équations (I.6) et (I.7) avec indice (q) sont également valables pour $x_q(p)$.

Les fonctions $x_d(p)$ et $x_q(p)$ peuvent être complètement décrites si l'on connaît, outre les réactances synchrones, les constantes de temps de court-circuit et de marche à vide, (équ I.7). C'est pourquoi on appelle ces grandeurs " paramètres ou grandeurs caractéristiques de la machine ".

I.3 MODELE ORIGINAL DE LA M.S .

Le calcul des paramètres de la roue polaire pour différents phénomènes non-stationnaires des machines synchrones est basé dans la littérature technique et dans la pratique courante [27-29], sur le schéma équivalent classique de l'axe longitudinal et de l'axe transversal (figure (I.2)).

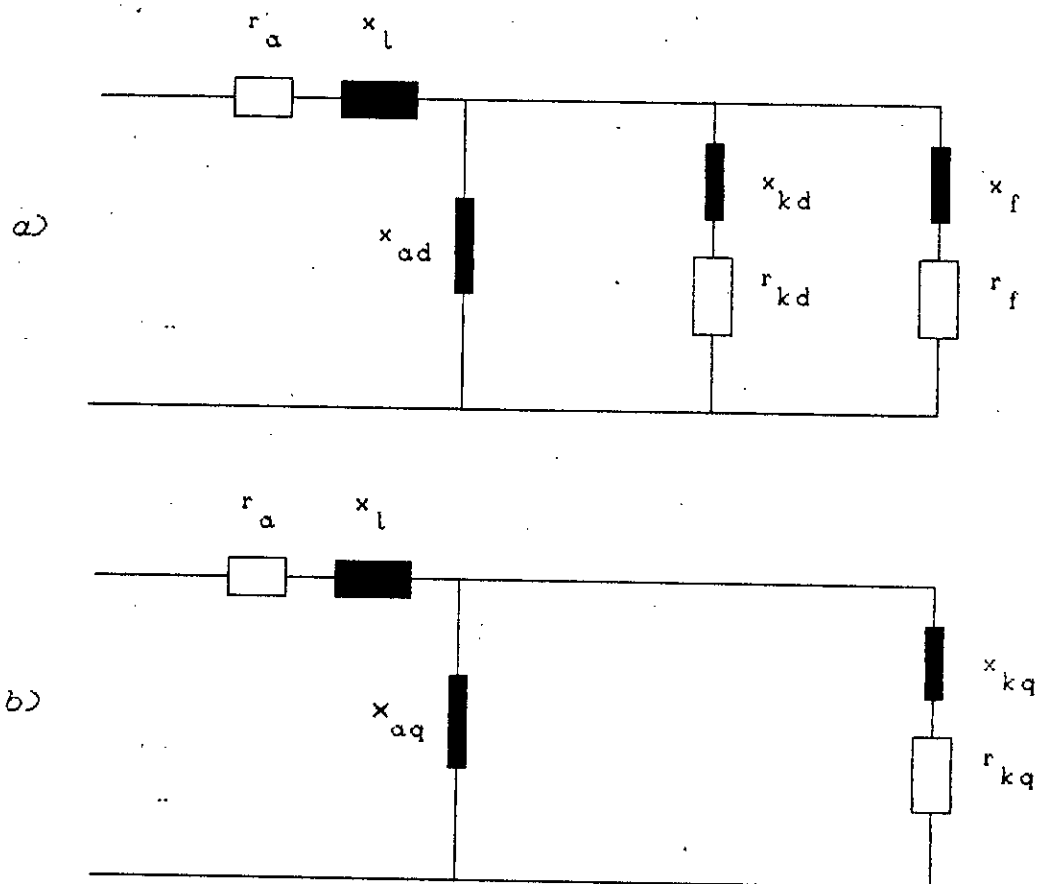


Figure (I.2): Circuits équivalents du modèle original

a) axe d

b) axe q

I.4 PARAMETRES DU MODELE ORIGINAL.

I.4.1 Methode classique (standard).

Les équations usuelles [27-29], servant à la détermination des résistances et réactances apparaissant dans la figure (I.2), à l'aide des grandeurs caractéristiques de la machine synchrone sont :

pour l'axe d:

$$x_{ad} = x_d - x_l \quad (I.8)$$

$$x_f = \frac{x'_d - x_l}{x_d - x'_d} x_{ad} \quad (I.9)$$

$$x_{kd} = \frac{x''_d - x_l}{x'_d - x''_d} (x'_d - x_l) \quad (I.10)$$

$$r_f = \frac{1}{w_s T'_d} \frac{x'_d}{x_d} \frac{x_{ad}^2}{x_d - x'_d} \quad (I.11)$$

$$r_{kd} = \frac{1}{w_s T'_d} \frac{x''_d}{x'_d} \frac{(x'_d - x_l)}{x'_d - x''_d} \quad (I.12)$$

et pour l'axe q:

$$x_{aq} = x_q - x_l \quad (I.13)$$

$$x_{kq} = \frac{x_q'' - x_l}{x_q' - x_q''} (x_q - x_l) \quad (I.14)$$

$$r_{kq} = \frac{1}{w_s T_q''} \frac{x_q''}{x_q} \frac{x_{aq}^2}{x_q - x_q''} \quad (I.15)$$

I.4.2 Anomalies .

La méthode précédente de calcul fournit, pour le courant et la tension d'excitation, des résultats qui ne sont pas en accord avec les résultats de mesure [27-33].

En effet, le schéma équivalent classique de la figure (I.2), repose sur des suppositions qui peuvent de prime abord fausser la structure magnétique des trois circuits couplés ensemble (induit, inducteur et amortisseur).

- .1^{ère} hypothèse .

Elle est de nature physique, on suppose que le couplage magnétique n'existe que dans le champ principal conformément à la réactance principale ($x_{ad} = x_d - x_l$), il en résulte que les réactances mutuelles des trois circuits x_{df} , x_{dkd} et x_{fkd} ramenées au stator sont égales à la réactance principale .

$$x_{ad} = x_{df} = x_{dkd} = x_{fkd}$$

- .2^{ème} hypothèse .

Elle est de nature mathématique, on suppose que la réactance transitoire x'_d est attribuée seulement dans l'enroulement d'excitation.

$$x'_d = x_l + \frac{x_{ad} x_f}{x_{ad} + x_f}$$

Mais lorsqu'un schéma équivalent doit être établi dans la forme classique (figure (I.2)), il faut que les trois circuits mentionnés soient, selon une déduction mathématiquement exacte, couplés ensemble non pas par la réactance principale ($x_d - x_l$), mais par la réactance ($x_d - x_c$) [27-33].

où x_c , exprimé en fonction du coefficient de cran de LAIBLE μ_d [34], est donné par : $x_c = \mu_d x_d$.

Cette réactance caractéristique x_c dépend de l'enroulement amortisseur et, en général, elle ne peut pas être égale à la réactance de fuite x_l de l'induit.

Pour cette raison, le schéma équivalent classique avec l'hypothèse ($x_c = x_l$), dans la figure (I.2), ne peut pas représenter exactement les circuits de champ et d'amortissement de l'axe longitudinal.

I.3.2 Méthode itérative.

Le calcul des paramètres du modèle original, par la méthode itérative, est basé sur la résolution numérique d'un système d'équations non-linéaires de façon itérative.

Ce système [35-36] est donné par :

$$x_d = x_l + x_{ad}$$

$$x_q = x_l + x_{aq}$$

$$\frac{1}{x'_d - x_l} = \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} \quad (I.16)$$

$$\frac{1}{x'_q - x_l} = \frac{1}{x_{kd}} + \frac{1}{x_{aq}} \quad (I.17)$$

$$\frac{1}{x_f - w T'_{sd} r_f} + \frac{1}{x_{kd} - w T'_{sd} r_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} = 0 \quad (I.18)$$

$$\frac{1}{x_f - w T''_{sd} r_f} + \frac{1}{x_{kd} - w T''_{sd} r_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} = 0 \quad (I.19)$$

$$\frac{1}{x_{kq} - w T''_{sq} r_{kq}} + \frac{1}{x_{aq}} = 0 \quad (I.20)$$

$$\frac{1}{x_f - w T'_{sd} r_f} + \frac{1}{x_{kd} - w T'_{sd} r_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_l} = 0 \quad (I.21)$$

$$\frac{1}{x_f - w T''_{sd} r_f} + \frac{1}{x_{kd} - w T''_{sd} r_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_l} = 0 \quad (I.22)$$

$$\frac{1}{x_{kq} - w T''_{sq} r_{kq}} + \frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_l} = 0 \quad (I.23)$$

$$x_d = \frac{T'_d (T'_d - T''_d) x_d}{T'_d (T'_d - T''_d) - (T'_{do} - T''_{do})(T'_d - T''_d)} \quad (I.24)$$

Les équations (I.18),... (I.20), définissent les constantes de temps à vide, sont obtenues en mettant l'admittance opérationnelle égale à zéro pour les deux axes.

Les équations (I.21) à (I.23), définissent les constantes de temps de court-circuit, elles sont déterminées de la même façon que précédemment, à l'exception de la réactance de fuite x_l est additionnée en parallèle avec les autres branches.

*. Remarque

Les méthodes, classique et itérative peuvent être élargies aux modèles présentant un nombre élevé des circuits rotoriques [35].

I.5 MODELE ELARGI (Modèle de Canay).

Les enroulements d'induit, de champ et amortisseur d'une machine synchrone sont couplés magnétiquement non seulement dans le champ principal, mais encore dans le champ de dispersion.

En partant des équations fondamentales de la machine synchrone idéalisée [27-33], on peut, en tenant compte du couplage magnétique réel mentionné précédemment, entre les enroulement de champ et d'amortissement, déduire le schéma équivalent de la figure (I.3).

La réactance caractéristique rotorique x_{rc} peut apparaître sur le trajet de courant commun aux circuits d'amortissement et de champ, elle est obtenue à l'aide de l'équation suivante:

$$\frac{1}{x_{rc}} + \frac{1}{x_d - x_c} = \frac{1}{x_c - x} \quad (I.21)$$

Si l'on prend $x=x_c$, on aura, selon l'équation précédente, $x_{rc} = 0$. Dans la pratique, on prend $x=x_l$, ainsi la réactance de fuite de l'induit, qui n'englobe pas les circuits rotoriques, est considérée comme une réactance extérieure, ce qui est tout à fait sensé et justifié. Cependant dans ce choix la réactance x_{rc} de l'équation précédente ne s'annule pas. C'est la différence entre les schémas équivalents nouveaux et classique. On peut conclure que, pour une représentation exacte des circuits rotoriques, il est nécessaire d'introduire les réactances x_c et x_{rc} [27-30].

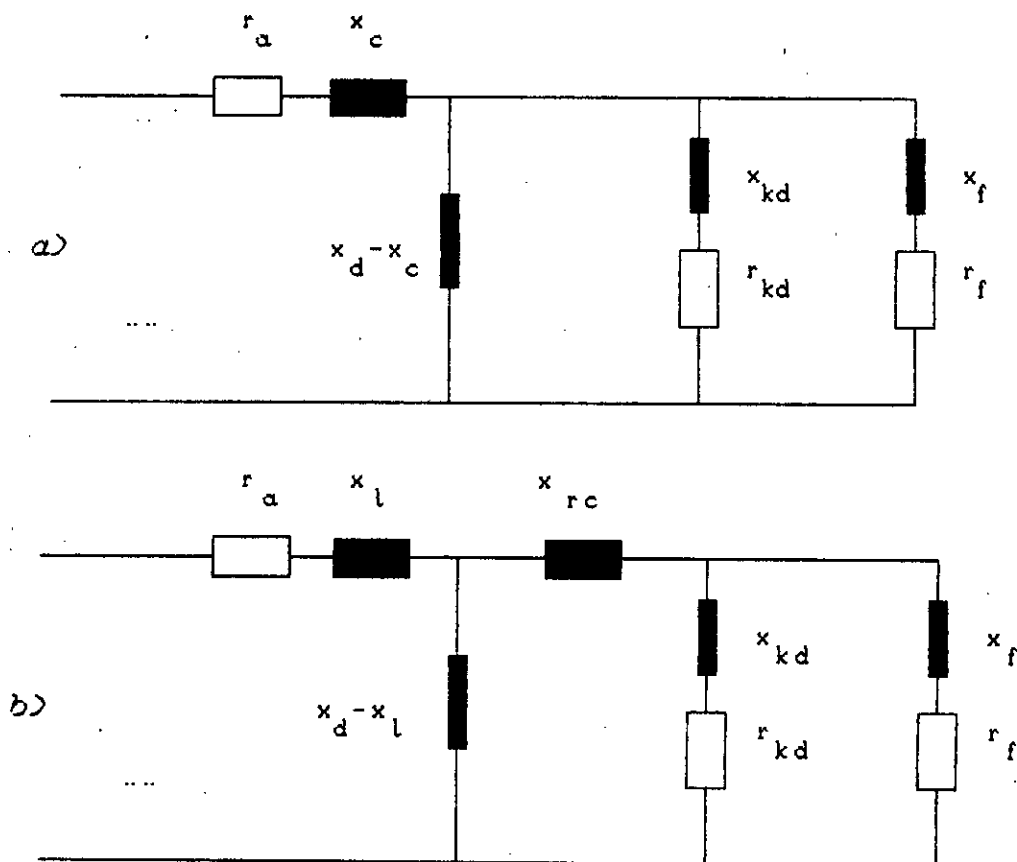


Figure (I.3): Circuits équivalents du modèle élargi

a) axe direct avec : $x = x_c$

b) axe direct avec : $x = x_l$

I.6 NOUVEAUX ELARGISSEMENT (prise en compte des parties massives).

Jusqu'à maintenant nous avons étudié une machine idéalisée avec avec deux circuits rotoriques (enroulement d'excitation et amortisseur).

En réalité, la structure de la machine synchrone a plus de deux circuits rotoriques comme le schématise la figure (I.4).

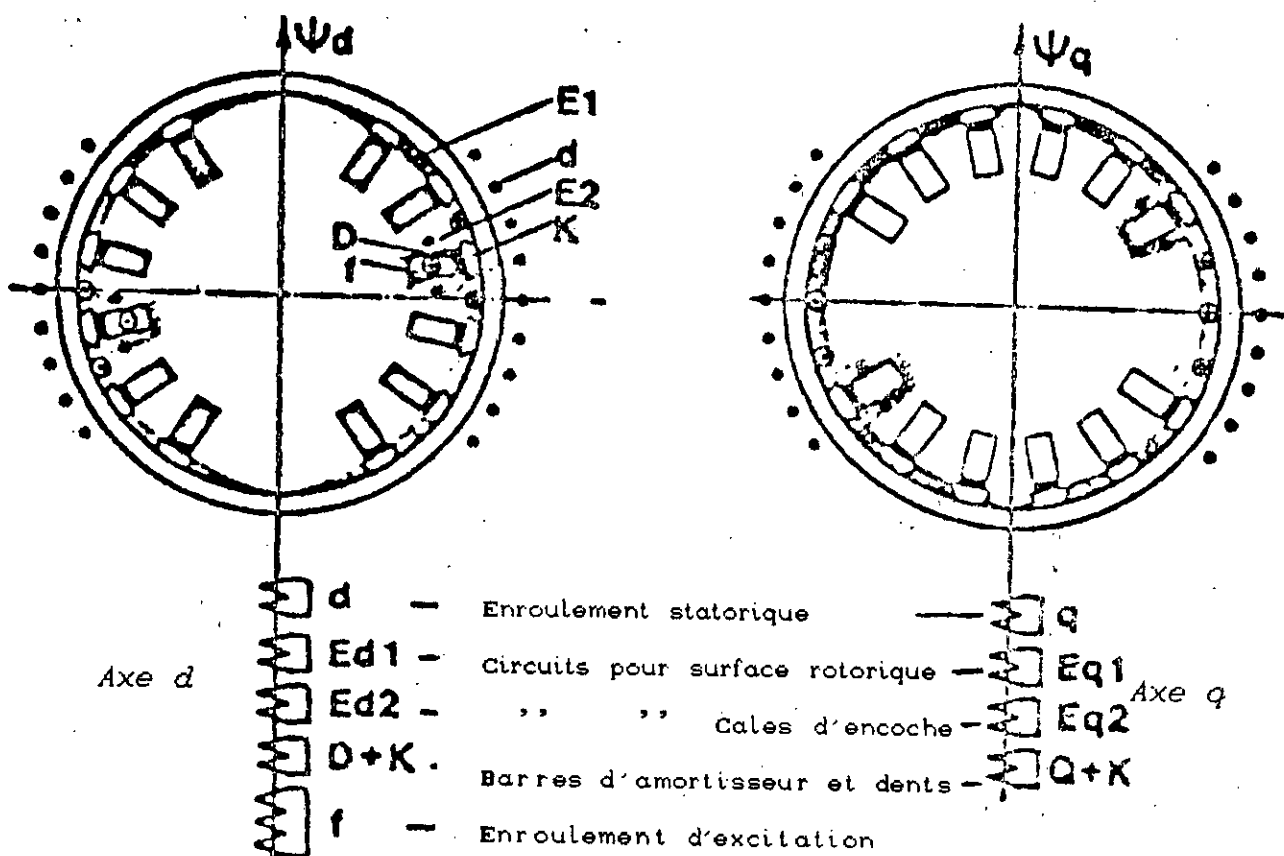


Figure (I.4) : Schéma équivalent des circuits d'axes d et q d'un turbogénérateur.

En régime transitoire, les courants rotoriques ne progressent pas seulement dans les enroulements d'excitation et d'amortisseur, mais aussi dans la surface massive du rotor et des dents. Cet effet est mieux prononcé dans l'axe q, qui ne contient pas d'enroulement d'excitation [28-31].

L'influence des parties massives est remarquable dans les machines avec enroulement d'amortisseur amplement dimensionné et spécialement dans les machines à pôles saillants à rotor massif. Ainsi, nous aurons la possibilité d'élargir le modèle de la machine synchrone pour des réactances et des constantes de temps sub-subtransitoires (figure (I.5)).

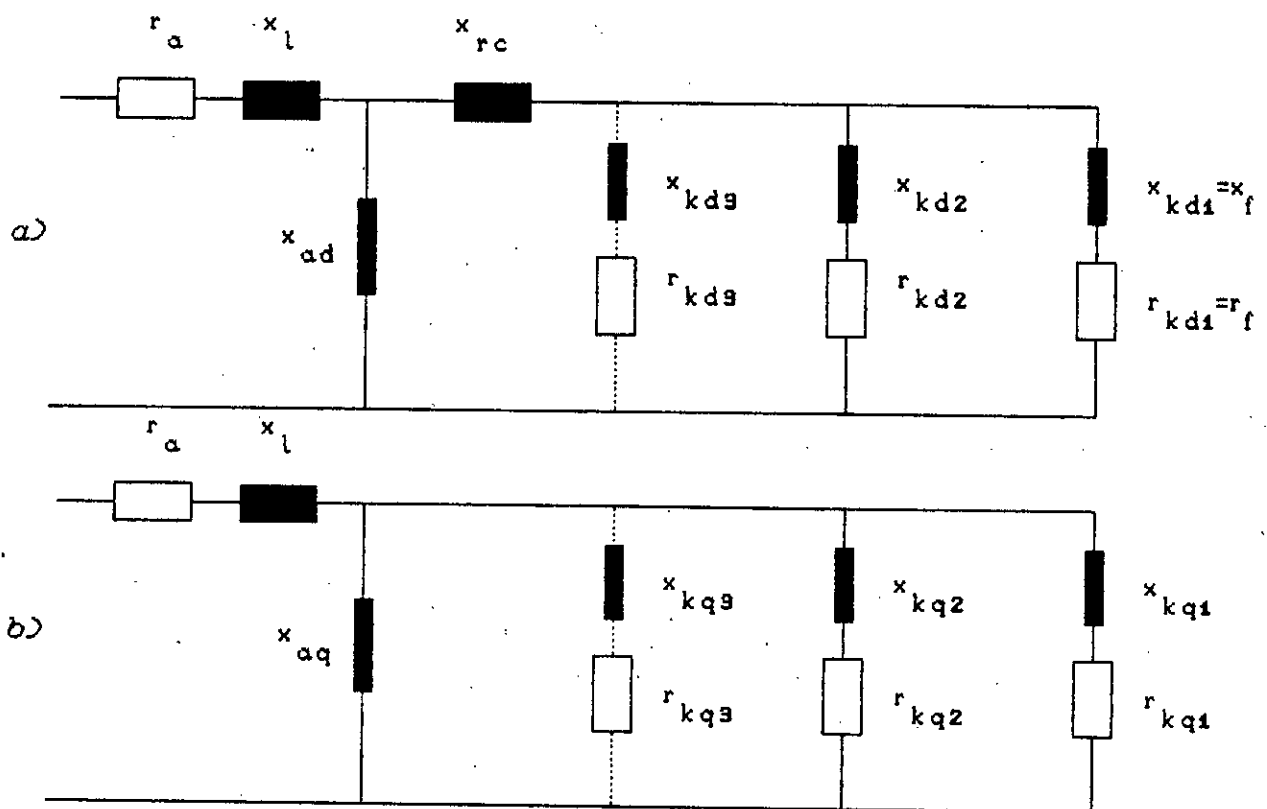


Figure (I.5): Modèle de la M.S
(prise en compte des parties massives du rotor)

a). axe direct

b). axe en quadrature

CHAPITRE II

MODELE DU 2^{ème} ORDRE DE LA

MACHINE SYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION .

Jusqu'à présent, différentes hypothèses ont été faites pour la détermination des paramètres du modèle de la machine à partir des grandeurs caractéristiques.

Ces hypothèses peuvent introduire des erreurs considérables sur les résultats de la simulation, pour certaines machines.

Dans ce chapitre nous présentons une méthode analytique permettant de calculer rigoureusement les paramètres du modèle, du 2^{ème} ordre, ne nécessitant pas hypothèses simplificatrices (méthode classique) ou calcul itératif (méthode itérative) [33]. Nous étudions par la suite l'influence de ces méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone sur les réponses transitoires.

NOTATION .

Nous appelons le modèle ayant (ni) amortisseur selon l'axe d et (nj) amortisseur selon l'axe q par le modèle (nid,njq).

II.2 PRESENTATION DU MODELE .

Le modèle du 2^{ème} ordre contient deux circuits rotoriques selon les deux axes (figure (II.1)).

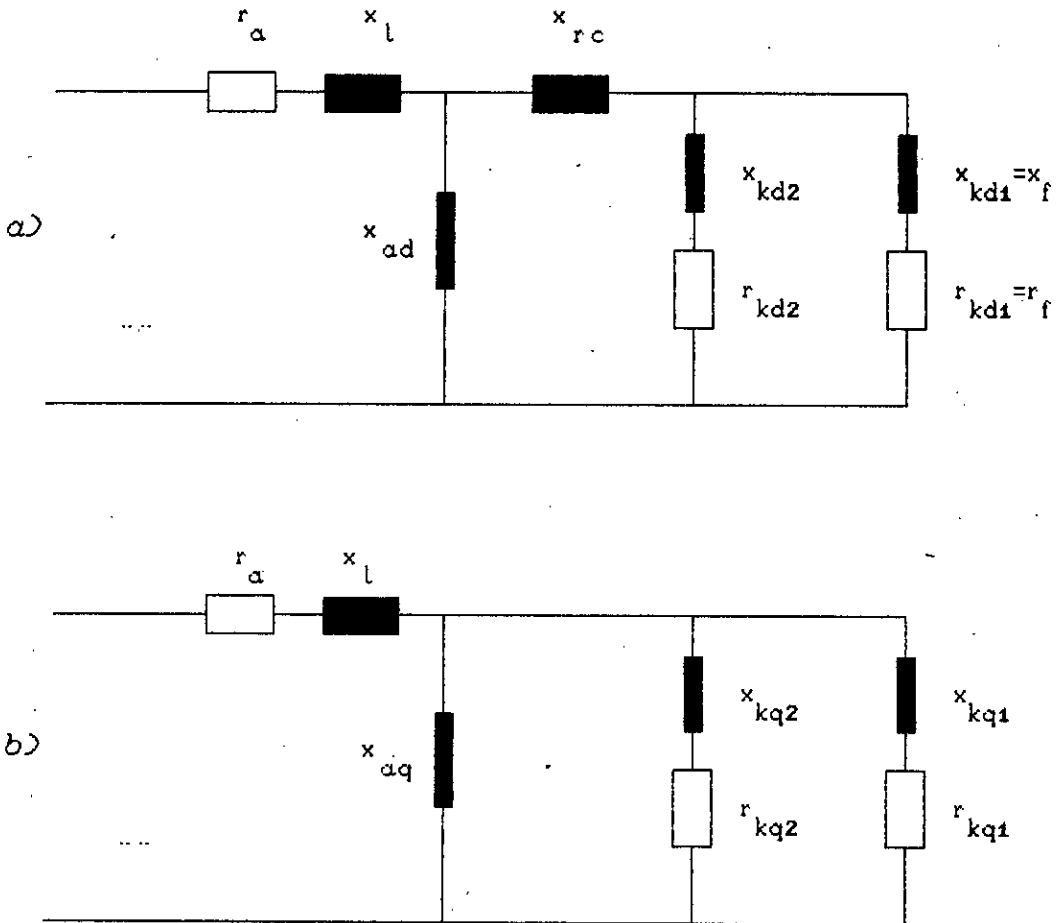


Figure (II.1): Circuits équivalents du modèle du 2^{ème} ordre de la M.S.

a) axe d

b) axe q

Les réactances opérationnelles $x_d(p)$, $x_q(p)$ et la fonction de transfert $G(p)$ sont données par les équations :

$$x_d(p) = x_d \frac{(1 + p T'_d) (1 + p T''_d)}{(1 + p T'_{do}) (1 + p T''_{do})} \quad (II.1)$$

$$x_q(p) = x_q \frac{(1 + p T'_q) (1 + p T''_q)}{(1 + p T'_{qo}) (1 + p T''_{qo})} \quad (II.2)$$

$$G(p) = \frac{(1 + p T_{kdfc})}{(1 + p T'_{do}) (1 + p T''_{do})} \quad (II.3)$$

Nous supposons que les grandeurs, r_a , x_l , x_d et x_q sont connues. Le but est de calculer les paramètres des circuits équivalents de la figure (II.1).

Ces paramètres sont :

-- pour l'axe direct.

$$x_{rc}, x_{kdi}, x_f, r_{kdi} \text{ et } r_f$$

-- pour l'axe en quadrature.

$$x_{kq1}, x_{kq2}, r_{kq1} \text{ et } r_{kq2}$$

II.3. DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA M.S PAR LA NOUVELLE METHODE.

II.3.1 Paramètres d'axe direct .

Nous supposons que les grandeurs transitoires et sub-transitoires x'_d , T'_d , x''_d et T''_d sont connues. Les constantes de temps à vide T'_{do} , T''_{do} peuvent être calculées à partir de celles de court-circuit T'_d , T''_d .

La réactance opérationnelle $x_d(p)$, peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{1}{x_d(p)} = \frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{p T'_d}{1 + p T'_d} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) \frac{p T''_d}{1 + p T''_d} \quad (\text{II.4})$$

En réduisant l'équation (II.4) au même dénominateur et en l'identifiant à l'équation (II.1), nous obtenons :

$$T'_{do} + T''_{do} = \frac{x_d}{x'_d} T'_d + \left(1 - \frac{x_d}{x'_d} + \frac{x_d}{x''_d} \right) T''_d \quad (\text{II.5})$$

$$T''_{do} T'_{do} = T'_d T''_d \frac{x_d}{x''_d} \quad (\text{II.6})$$

Avec ces équations, nous pouvons déterminer T'_{do} et T''_{do} avec précision.

Inversement, si les grandeurs T'_{do} et T''_{do} sont connues, nous pouvons déterminer T'_d et T''_d sans faire alors d'hypothèse.

- Remarque.

Ces dernières équations (II.5), (II.6) sont également valables pour les grandeurs d'axe q.

II.3.2 Grandeurs caractéristiques avec réactance externe (x_e).

Les constantes de temps de court-circuit T'_{de} , T''_{de} , et les réactances x_{de} , x'_{de} , x''_{de} , résultantes de l'insertion d'une réactance externe x_e à l'unité, peuvent être calculées exactement.

On écrit :

$$x_{de}(p) = x_d(p) + x_e = x_{de} \frac{(1 + p T'_{de})(1 + p T''_{de})}{(1 + p T'_{do})(1 + p T''_{do})} \quad (\text{II.7})$$

A partir du numérateur de l'équation (II.7), nous obtenons deux relations simples entre T'_{de} et T''_{de} .

$$T'_{de} + T''_{de} = \frac{x_d (T'_d + T''_d) + x_e (T'_{do} + T''_{do})}{x_d + x_e} \quad (\text{II.8})$$

$$T'_{de} T''_{de} = T'_{do} T''_{do} \frac{x'_d + x_e}{x_d + x_e} \quad (\text{II.9})$$

La résolution de l'équation (II.4), dans le cas de l'introduction de la réactance (x_e), nous permet d'obtenir les réactances correspondantes :

$$x_{de} = x_d + x_e \quad (\text{II.10})$$

$$x'_{de} = x_{de} \frac{T'_{de} - T''_{de}}{T'_{do} + T''_{do} - \left(1 + \frac{x_{de}}{x''_{de}}\right)} \quad (\text{II.11})$$

$$x_{de} = x'_d + x_e \quad (\text{II.12})$$

En utilisant une simple transformation (donné en Annexe I), le circuit équivalent de la figure (II.1.a) se transforme en celui schématisé à la figure (II.2), dans lequel la réactance x_{rc} est absente, mais une nouvelle réactance statorique x_c , apparaîtra à la place de x_l .

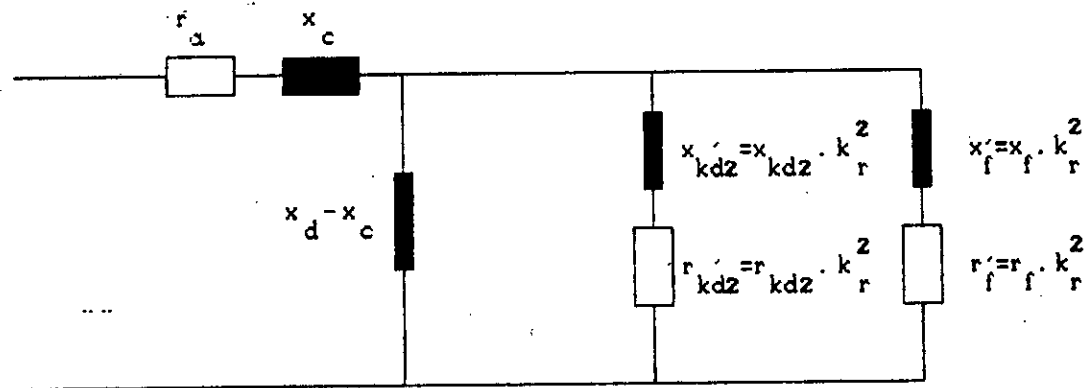


Figure (II.2) circuit équivalent selon l'axe d

(sans x_{rc})

$$k_r = \frac{x_d - x_c}{x_{ad}}$$

Les grandeurs x_c et x_{rc} , liées par une simple relation, peuvent être calculées à partir de la géométrie de la machine ou mesurées (annexe II).

Le circuit représenté à la figure (II.3.a) est basé sur l'équation (II.4); il représente exactement la réactance opérationnelle $x_d(p)$. Toute fois les branches D_1 et D_2 sont fictives, elles ne représentent pas l'enroulement d'excitation et le circuit amortisseur physiquement.

La fonction de transfert $G(p)$ entre le stator et le circuit D_1 n'est pas valable. Cependant, par une simple transformation (donnée en annexe I), le circuit de la figure (II.3.a) se transforme en celui de la figure (II.2) sans modifier $x_d(p)$. Le problème est alors résolu, car il existe une relation simple entre les paramètres des deux circuits.

En considérant la machine avec une réactance externe ($x_e = -x_c$) intégrée à l'unité, les réactances résultantes peuvent être déterminées à partir des équations (II.8) à (II.12).

Le circuit équivalent représentant la réactance ($x_d(p) - x_c$) est donné par la figure (II.3.b).

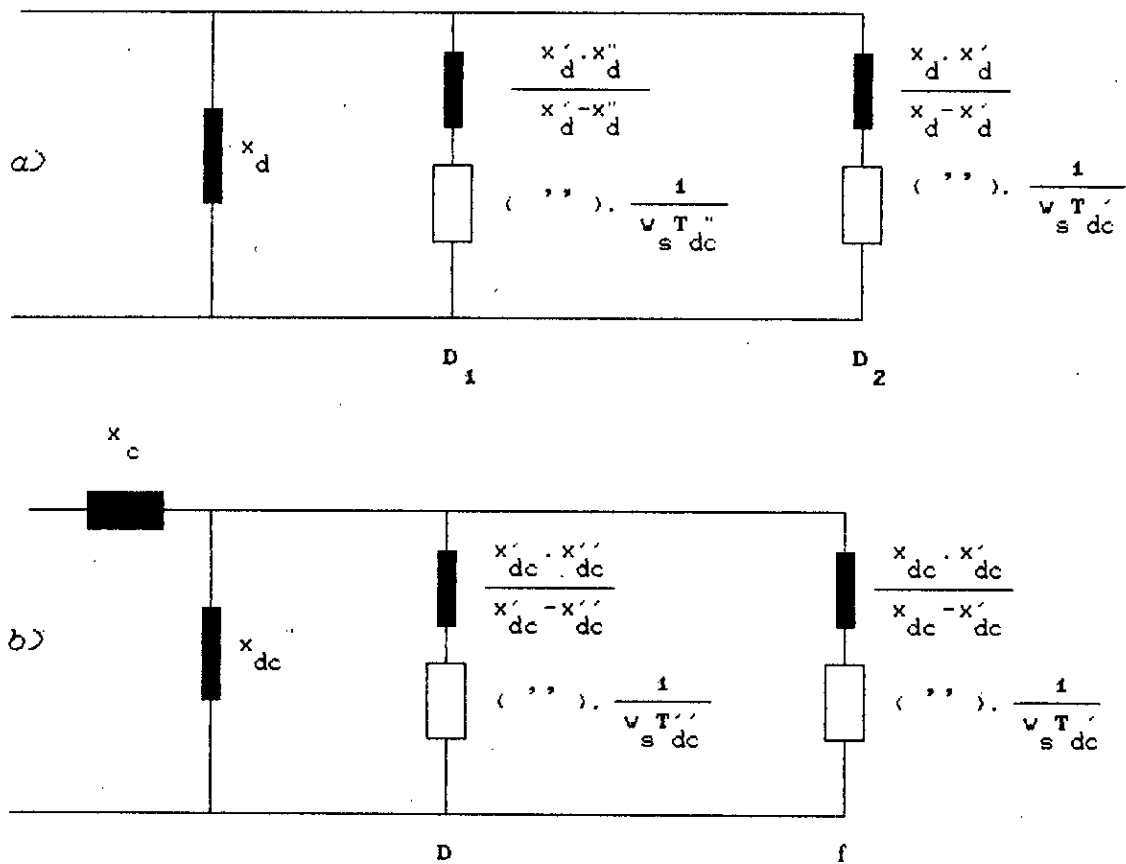


Figure (II.3) représentation de $x_d(p)$ par les circuits équivalents.

a) sans expliciter l'enroulement d'excitation

b) conforme à la figure (II.2), insertion de x_c

Le tableau (1) donne le recapitulatif de la nouvelle méthode.

Tableau (1): détermination des paramètres d'axe direct.

données	$x_d, x_l, x'_d, x''_d, x_c, T'_d, T''_d$
Préliminaires	$x_{dc} = x_d - x_c$
	$x''_{dc} = x''_d - x_c$
	$T'_{dc} = T'_d + T''_d = (T'_d + T''_d) x_d / x_{dc} - (T'_{do} + T''_{do}) x_c / x_{dc}$
	$T''_{dc} = T'_{do} T''_{do} x''_{dc} / x_{dc}$
	$x'_{dc} = x_{dc} \frac{T'_{dc} - T''_{dc}}{T'_{do} + T''_{do} - (1 + \frac{x_{dc}}{x''_{dc}})}$
Paramètres du modèle en (pu)	$x_{rc} = (x_c - x_l) \frac{x_{ad}}{x_{dc}}$
	$x_{kdl} = \frac{x'_{dc} x''_{dc}}{x'_{dc} - x''_{dc}} \left(\frac{x_{ad}}{x_{dc}} \right)^2$
	$x_f = \frac{x_{dc} x'_{dc}}{x_{dc} - x'_{dc}} \left(\frac{x_{ad}}{x_{dc}} \right)^2$
	$r_{kdl} = x_{kdl} / (w_s T''_{dc})$
	$r_f = x_f / (w_s T''_{dc})$

suite du tableau (1)

Information	$T_{f,s} = \frac{x_{ad} + x_{rc} + x_f}{r_{fs} w_s} = \frac{x_{dc}}{x'_{dc}} T'_{dc}$ $T_{kdi,s} = \frac{x_{ad} + x_{rc} + x_{kdi}}{r_{kdi} w_s} = [1 + (x_{dc}/x'_{dc}) - (x_{dc}/x'_{dc})] T''_{dc}$ $T_{kdic,s} = \frac{x_{kdi}}{w_s r_{kdi}} = T''_{dc}$
-------------	--

Les équations du tableau (1) sont appliquées à trois exemples, les résultats obtenus sont donnés par les tableaux (2), (3) et (4).

Tableau (2) : axe d - paramètres du modèle relatif à un turbo-alternateur [33]

Données	$x'_d = 0.442$ $x''_d = 0.328$ $T'_d = 1.497$ $T''_d = 0.035$ $x_d = 1.803$ $x_l = 0.232$ $x_c = 0.318$			
	Méthode	standard	itérative	nouvelle
Paramètres du modèle en (pu)	x_{rc}	-	-	0.0914
	x_{kd1}	0.177	0.173	0.0116
	x_f	0.242	0.251	0.171
	r_{kd1}	0.02175	0.0214	0.008710
	r_f	0.000788	0.000809	0.000855
Résultats	x'_d	0.436	0.442	0.442
	T'_d	1.509	1.513	1.497
	T''_d	0.0347	0.0350	0.0350
	T'_{do}	6.274	6.210	6.150
	T''_{do}	0.0459	0.0469	0.0469
	$T_{kdic,s}$	0.0216	0.0214	0.0035
	$T_{f,s}$	6.1066	6.0406	5.686
	$T_{kd1,s}$	0.213	0.216	0.510
$I_f \sim / I_{fo}$	1.906	1.862	0.357	

Tableau (3) : axe d.- paramètres du modèle relatif à une machine à pôles saillants [33]

Données	$x'_d = 0.254$	$x''_d = 0.155$	$T'_d = 0.87$	$T''_d = 0.07$
	$x_d = 1.77$	$x_l = 0.089$	$x_c = -0.0776$	
Méthode	standard	itérative	nouvelle	
Paramètres du modèle en (pu)	x_{rc}	-	-	-0.152
	x_{kdi}	0.110	0.105	0.674
	x_f	0.183	0.200	0.328
	r_{kdi}	0.00763	0.00613	0.0223
	r_f	0.000979	0.000879	0.000797
Résultats	x'_d	0.242	0.254	0.254
	T'_d	0.735	0.871	0.871
	T''_d	0.0575	0.0700	0.0700
	T'_{do}	5.586	6.339	6.335
	T''_{do}	0.0864	0.110	0.110
	$T_{kdic,s}$	0.0382	0.0377	0.0803
	$T_{f,s}$	5.050	5.677	6.183
	$T_{kdi,s}$	0.623	0.644	0.263
$I_f \sim / I_{fo}$	2.718	2.987	7.006	

Tableau (4): axe d.-paramètres du modèle relatif à une machine synchrone [33]

Données	$x'_d = 0.169$	$x''_d = 0.135$	$T'_{do} = 4.3$	$T''_{do} = 0.032$
	$x_d = 1.79$	$x_l = 0.13$		
Méthode	standard	itérative	nouvelle ($x_c = x_l$)	
Paramètres du modèle en (pu)	x_{rc}	-	-	-
	x_{kdi}	0.00574	0.00546	0.00546
	x_f	0.0399	0.0618	0.0618
	r_{kdi}	0.00371	0.00407	0.00407
	r_f	0.00105	0.00141	0.00141
Résultats	x'_d	0.156	0.169	0.169
	T'_d	0.475	0.400	0.400
	T''_d	0.0219	0.0259	0.0259
	T'_{do}	5.469	4.302	4.300
	T''_{do}	0.0252	0.0320	0.0320
	$T_{kdi,c,s}$	0.00410	0.00356	0.00356
	$T_{f,s}$	4.303	3.248	3.246
	$T_{kdi,s}$	1.192	1.085	1.086
$I_{f\sim}/I_{fo}$	1.826	1.235	1.235	

II.3.3 Interpretation et commentaires

1. Tableaux (2) et (3)

Les résultats obtenus par les méthodes standard et itérative ne diffèrent pas. La détermination des grandeurs caractéristiques à partir des paramètres des modèles, en utilisant la méthode itérative et la méthode nouvelle, donnent les valeurs originales, par contre, on note une certaine divergence dans la méthode standard.

Avec la méthode itérative, nous trouvons que le rapport $(I_f \sim / I_{f0})$, donné dans le tableau (2), est cinq fois plus grand que celui donné par la nouvelle méthode, tandis que dans le tableau (3), il ne présente que la moitié.

Les paramètres obtenus par la nouvelle méthode, diffèrent de ceux obtenus par les anciennes méthodes, particulièrement lorsqu'il s'agit des valeurs de l'enroulement d'amortisseur.

Les paramètres calculés par la méthode itérative (sans x_c), introduisent une erreur appréciable sur la valeur de la constante de temps d'amortisseur.

2. Tableau (4)

La nouvelle méthode (avec $x_l = x_c$), et la méthode itérative donnent les mêmes résultats. Pour cette machine, la constante de temps transitoire T_d est relativement petite, les paramètres (x_f, r_f, T_f) calculés par la méthode standard diffèrent énormément de ceux obtenus avec la solution exacte.

Les hypothèses simplificatrices, sont la cause de l'imperfection du modèle. On a à titre d'exemple, la réactance transitoire

$$x'_d = 0.156 \quad \text{au lieu de} \quad 0.169,$$

la constante de temps à vide transitoire

$$T'_{do} = 5.469 \quad \text{au lieu de} \quad 4.300,$$

la constante de temps de l'enroulement d'excitation

$$T_f = 4.303 \quad \text{au lieu de} \quad 3.246,$$

la constante de temps d'amortisseur

$$T_{kdt} = 1.192 \quad \text{au lieu de} \quad 1.086$$

II.3.2 Paramètres d'axe q

Nous supposons que les grandeurs x'_q , x''_q , T'_q et T''_q sont connues. Les paramètres du circuit équivalent de la figure (II.1.b), peuvent être déterminés de la même façon que pour l'axe d, seulement dans ce cas, x_c est remplacé par x_l dans les équations de l'axe d.

Le tableau (5) résume les équations de calcul des paramètres de l'axe q. Les grandeurs auxiliaires x'_{qa} , T'_{qa} , T''_{qa} représentent la réactance transitoire et les constantes de temps de court-circuit d'axe q de la machine, correspond à l'insertion de la réactance externe ($x_e = -x_l$).

Tableau (5) : équations pour la détermination des paramètres d'axe q

Données	$x_q, x_l, x'_q, x''_q, T'_q, T''_q$
Préliminaires	$x_{qa} \quad x_q - x_l = x_{qa}$
	$x''_{qa} \quad x''_q - x_l$
	$T'_{qa} \quad T'_{qa} + T''_{qa} = (T'_q + T''_q) x_q / x_{qa} = (T'_{q0} + T''_{q0}) x_l / x_{qa}$
	$T''_{qa} \quad T'_{qa} T''_{qa} = T'_{q0} T''_{q0} x''_{qa} / x_{qa}$
	$x'_{qa} \quad x_{qa} \frac{T'_{qa} - T''_{qa}}{T'_{qa} + T''_{qa} - (1 + \frac{x_{qa}}{x''_{qa}}) T''_{qa}}$
Paramètres du modèle en (pu)	$x_{kq2} \quad \frac{x'_{qa} x''_{qa}}{x'_{qa} - x''_{qa}}$
	$x_{kq1} \quad \frac{x_{qa} x'_{qa}}{x_{qa} - x'_{qa}}$
	$r_{kq2} \quad x_{kq2} / (\omega_s T''_{qa})$
	$r_{kq1} \quad x_{kq1} / (\omega_s T'_{qa})$

Les hypothèses simplificatrices peuvent affecter le modèle de l'axe q, comme montre le tableau (6). En effet, les paramètres du circuit équivalent dépendent de la méthode choisie.

En calculant les grandeurs caractéristiques de la machine, à partir des paramètres du circuit équivalent, nous trouvons que les paramètres approximatifs, utilisés dans la simulation, donnent une réactance transitoire

$$x'_q = 0.204 \quad \text{au lieu de } 0.228$$

et une constante de temps transitoire à vide

$$T'_{q0} = 1.078 \quad \text{au lieu de } 0.85$$

Tableau (6):.axe q. -paramètres du modèle relatif à une machine synchrone [33]

Donnés	x'_q $x_q = 1.71$	$x''_q = 0.2$ $x_l = 0.13$	$T'_{q0} = 0.85$	$T''_{q0} = 0.05$
Méthode	standard		itérative	nouvelle
Paramètres du modèle en (pu)	x_{kq1}	0.104	0.335	0.335
	x_{kq2}	0.245	0.0938	0.0938
	r_{kq1}	0.00526	0.0146	0.0146
	r_{kq2}	0.0182	0.00806	0.00806
Résultats	x'_q	0.204	0.228	0.228
	T'_q	0.128	0.107	0.107
	T''_q	0.0390	0.0466	0.0466
	T'_{q0}	1.078	0.850	0.850
	T''_{q0}	0.0395	0.0500	0.0500

II.4 REPONSES TRANSITOIRES

Les résultats qui suivent, représentent la variation des grandeurs externes dans le cas de deux types de perturbations :

- court-circuit triphasé à vide,
- court-circuit aux bornes de l'enroulement d'excitation à vide.

Deux types de machine sont considérées: machine à pôles saillants, à rotor massif, et turbogénérateur (annexe III).

a) Court-circuit triphasé à vide

A titre d'exemple, la durée du court-circuit est égale à 0.2 s. Nous constatons qu'il n'y a aucune différence entre les trois méthodes, pour le calcul des grandeurs suivantes :

- couple électromagnétique C_e (figure (II.4)),
- courant de phase i_a (figure (II.5)),
- courants dans les amortisseurs d'axe q; ikq_1 (figure (II.8)), et ikq_2 (figure (II.9)).

Une différence entre la nouvelle et les autres méthodes apparaît seulement dans le calcul du courant d'excitation i_f (figure(II.6)), et le courant dans l'amortisseur d'axe d ikd (figure (II.7)).

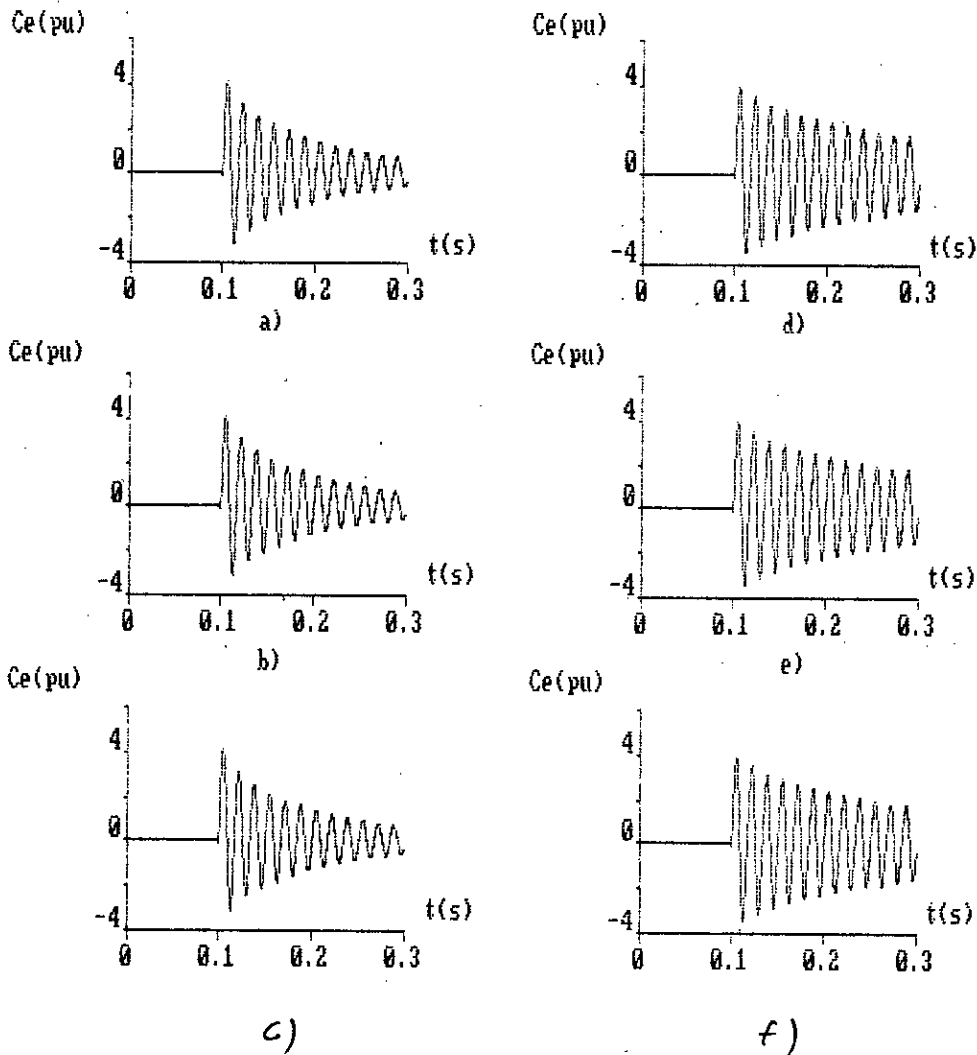


Figure (II.4): Variation du couple électromagnétique

lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

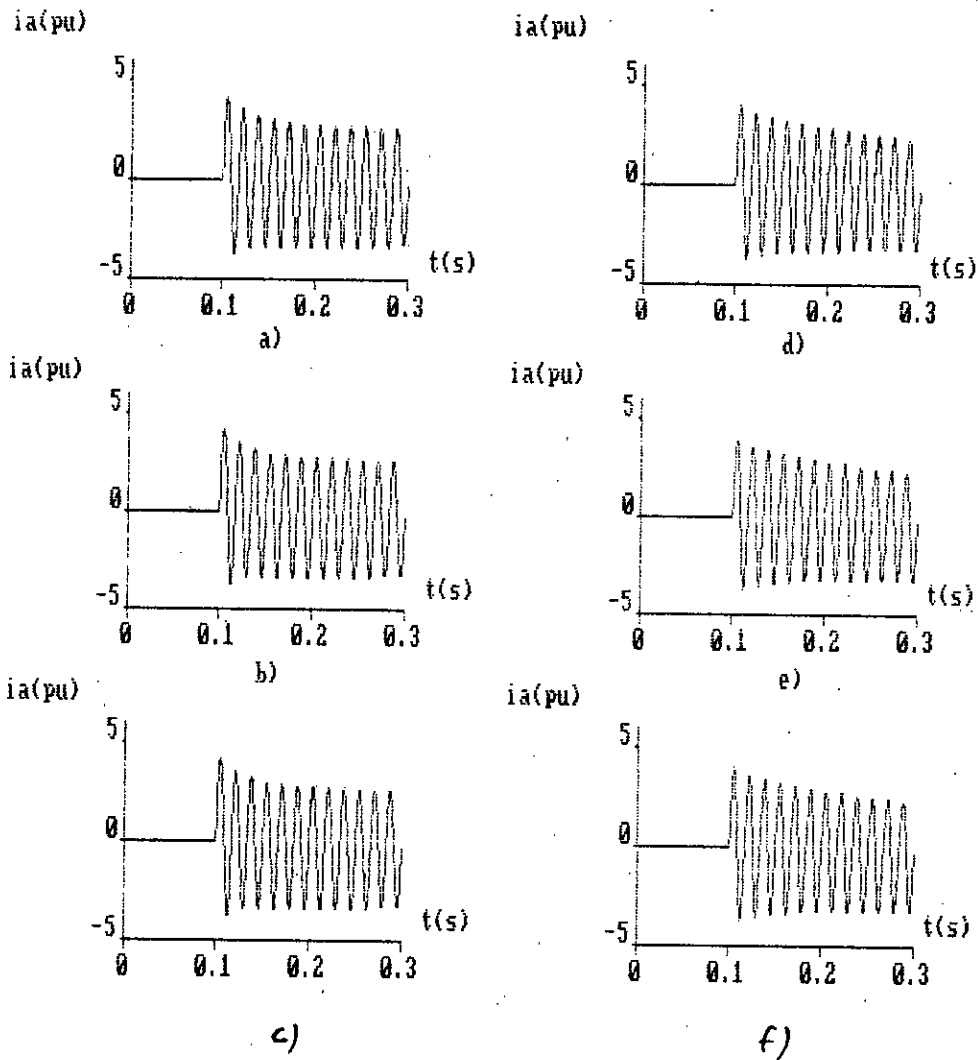


Figure (II.5): Variation du courant de phase lors
d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

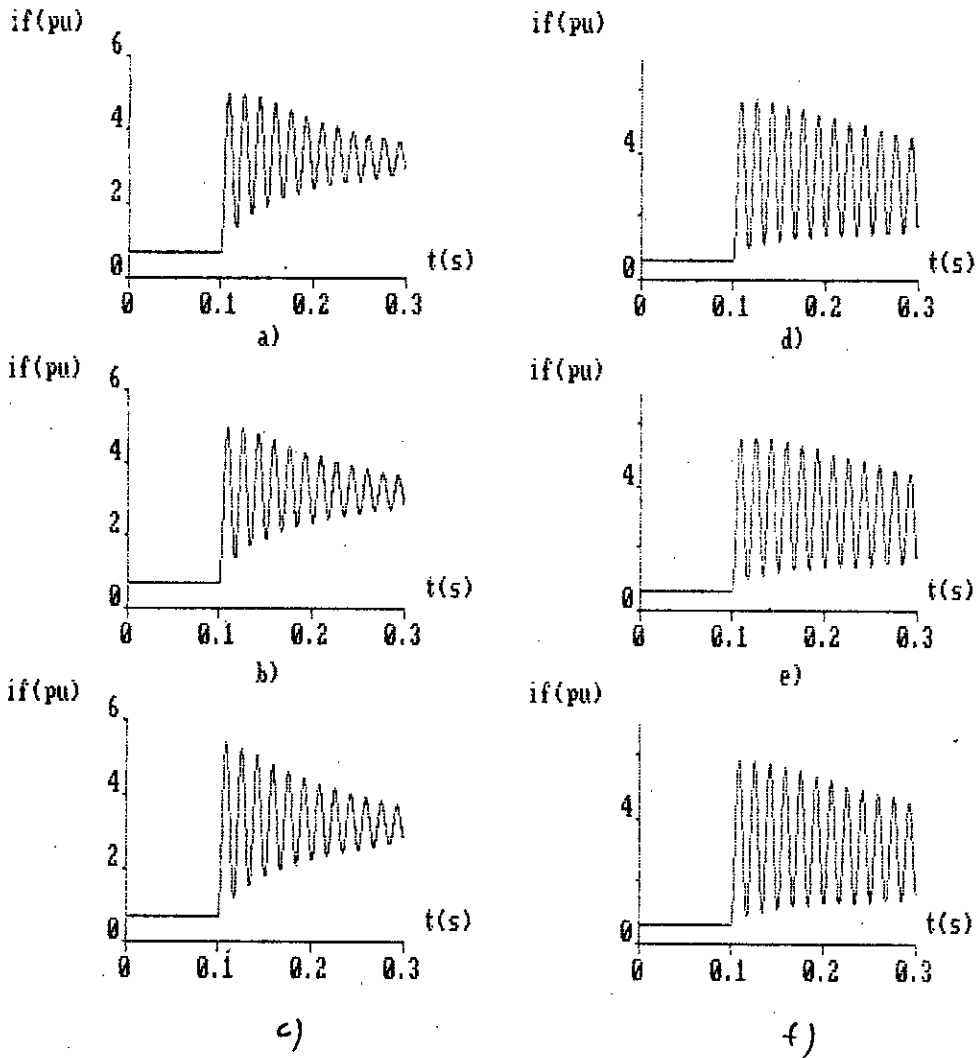


Figure (II.6): Variation du courant d'excitation

lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

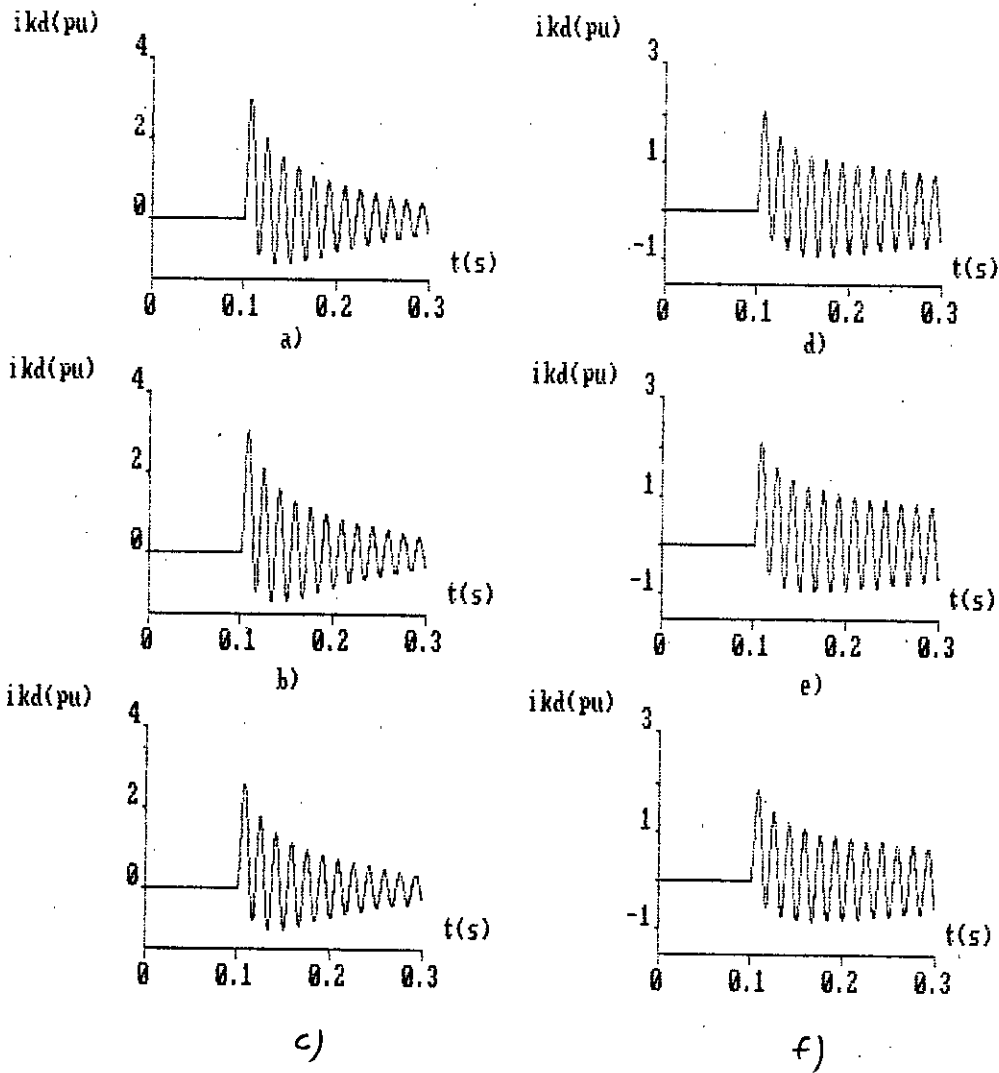


Figure (II.7): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe d, lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

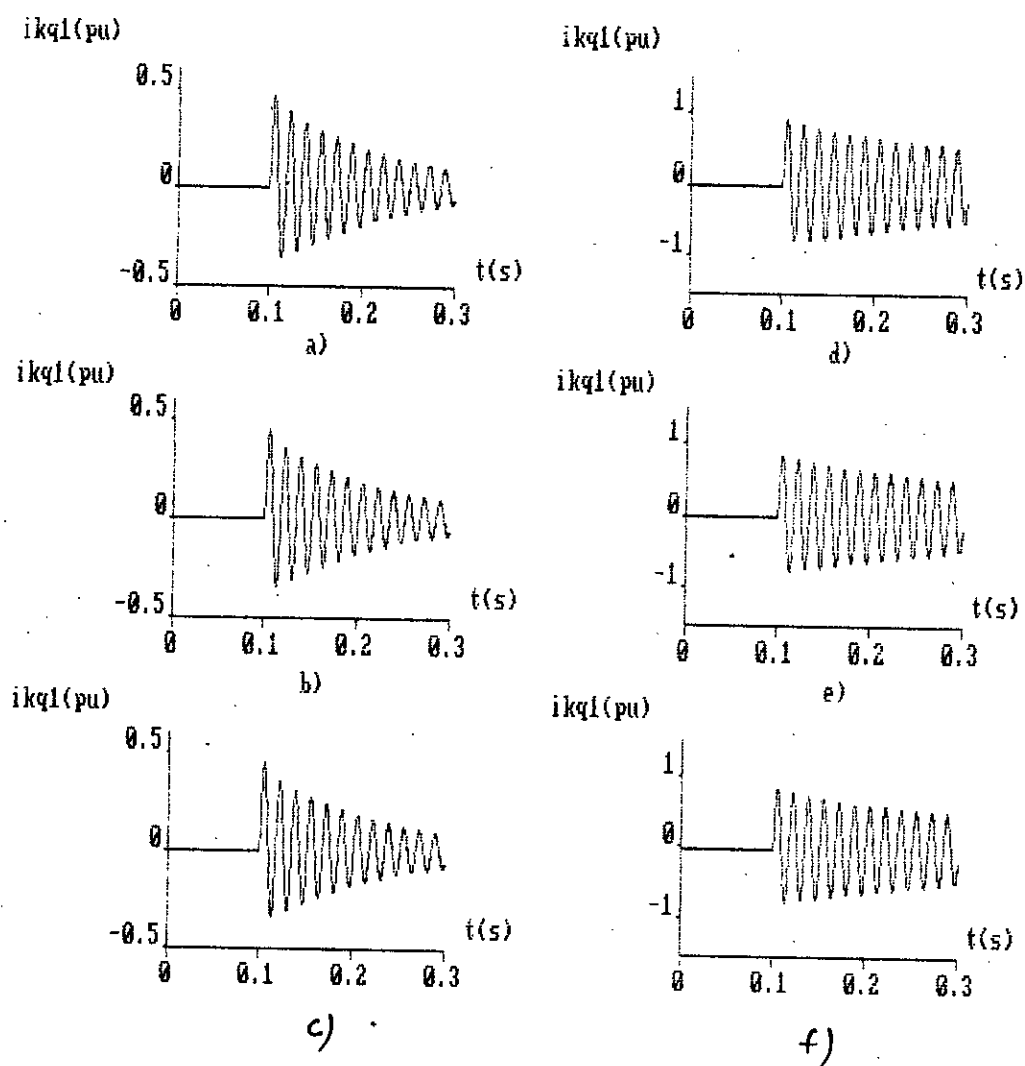


Figure (II.8): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q, lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

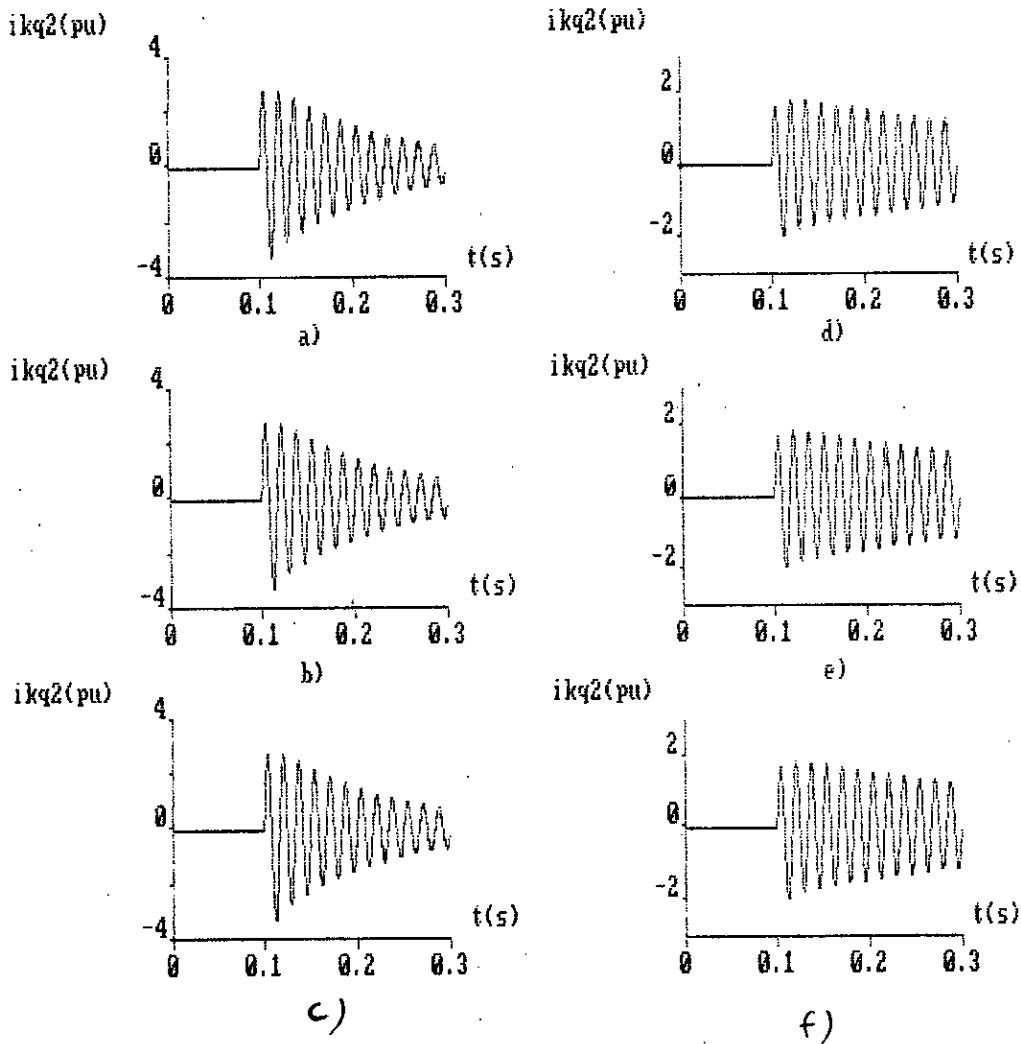


Figure (III.9): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q, lors d'un c-c triphasé à vide
 a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)
 d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique
 b), e) : méthode itérative
 c), f) : nouvelle méthode

b) Court-circuit aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

La durée de court-circuit est égale à 0.2 s. Nous constatons que les trois méthodes, concordent pour le calcul des grandeurs suivantes: couple C_e (figure (II.10)), courant de phase i_a (figure (II.11)), courant d'excitation i_f (figure (II.12)), et courant dans les amortisseurs d'axe q, ik_{q1} (figure (II.14)), ik_{q2} (figure (II.15)).

Le courant dans l'amortisseur d'axe d, ik_d (figure (II.13)), calculé par la nouvelle méthode représente 50 % de la valeur déterminé par les autres méthodes.

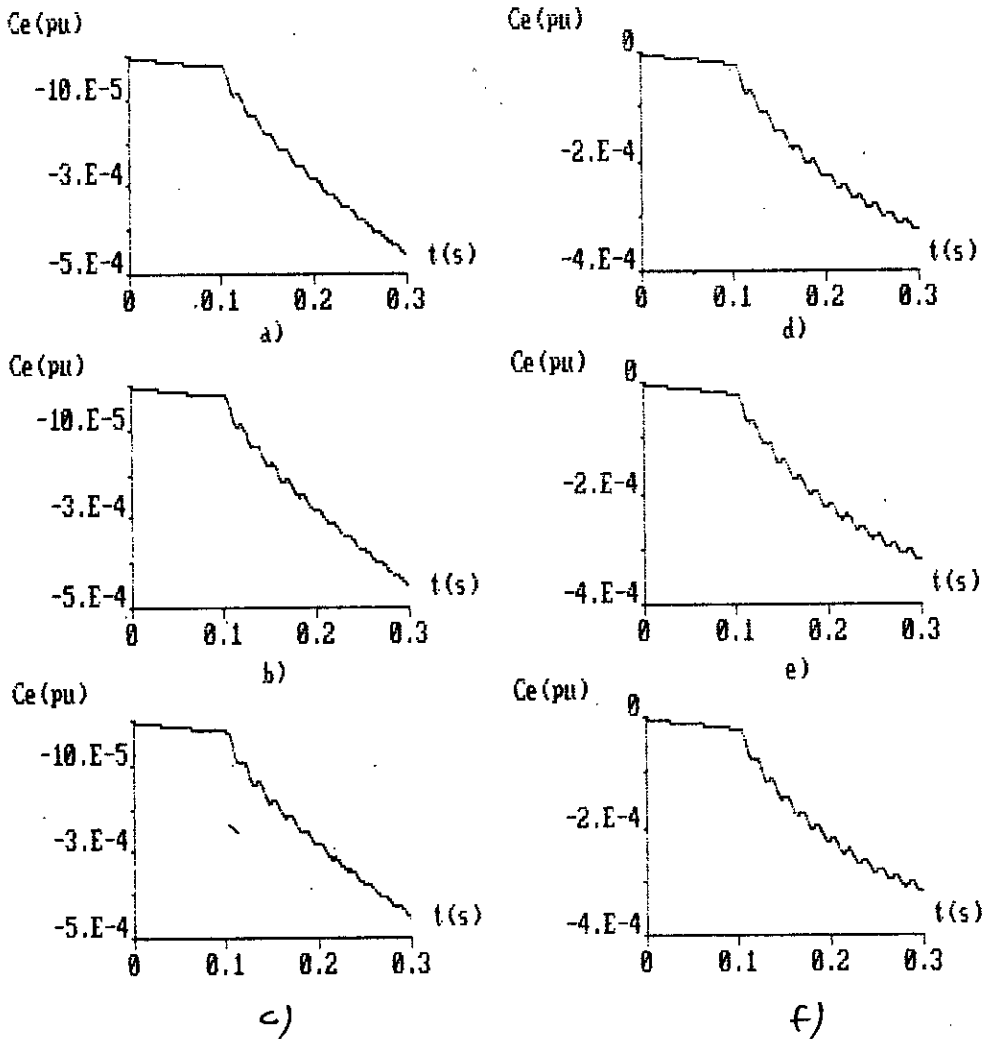


Figure (II.10): Variation du couple électromagnétique

lors d'un c-c triphasé aux bornes de

l'enroulement d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

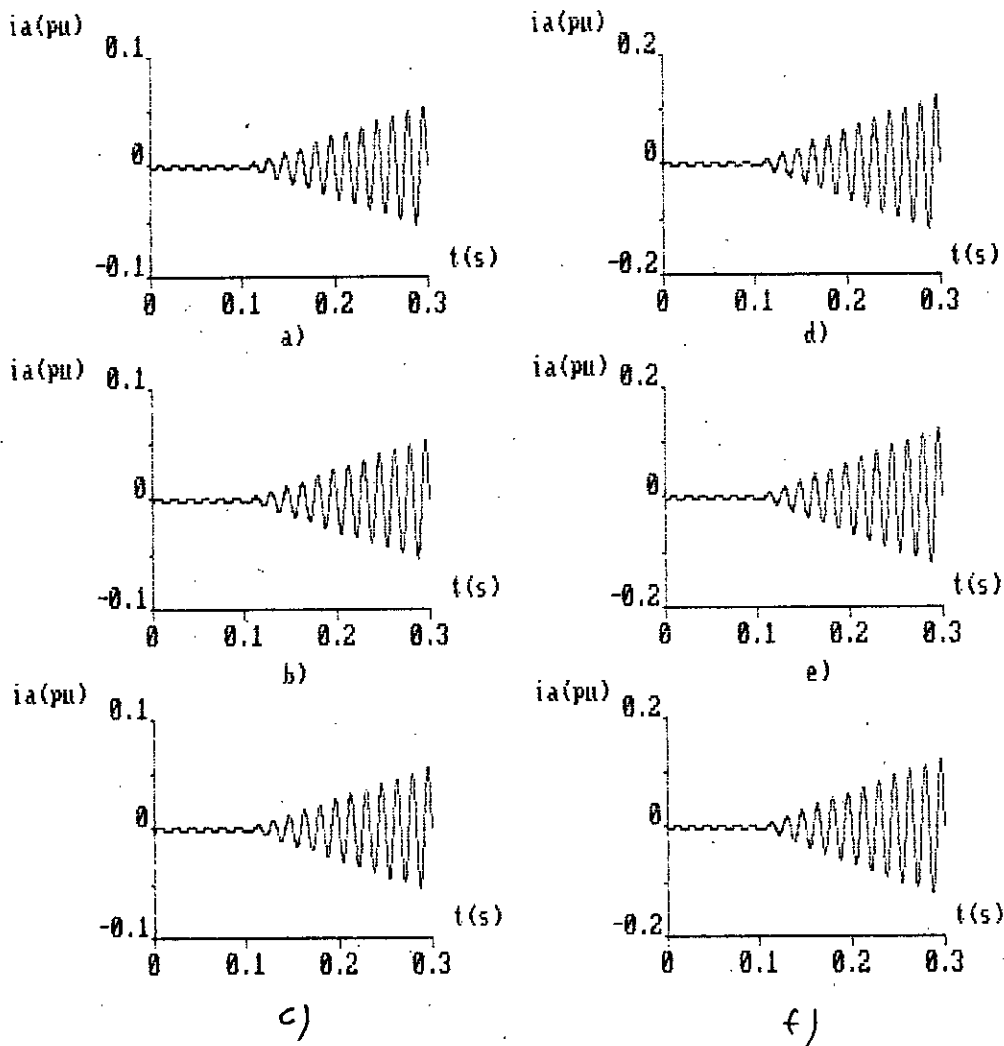


Figure (II.11): Variation du courant de phase lors d'un
c-c triphasé aux bornes de l'enroulement
 d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

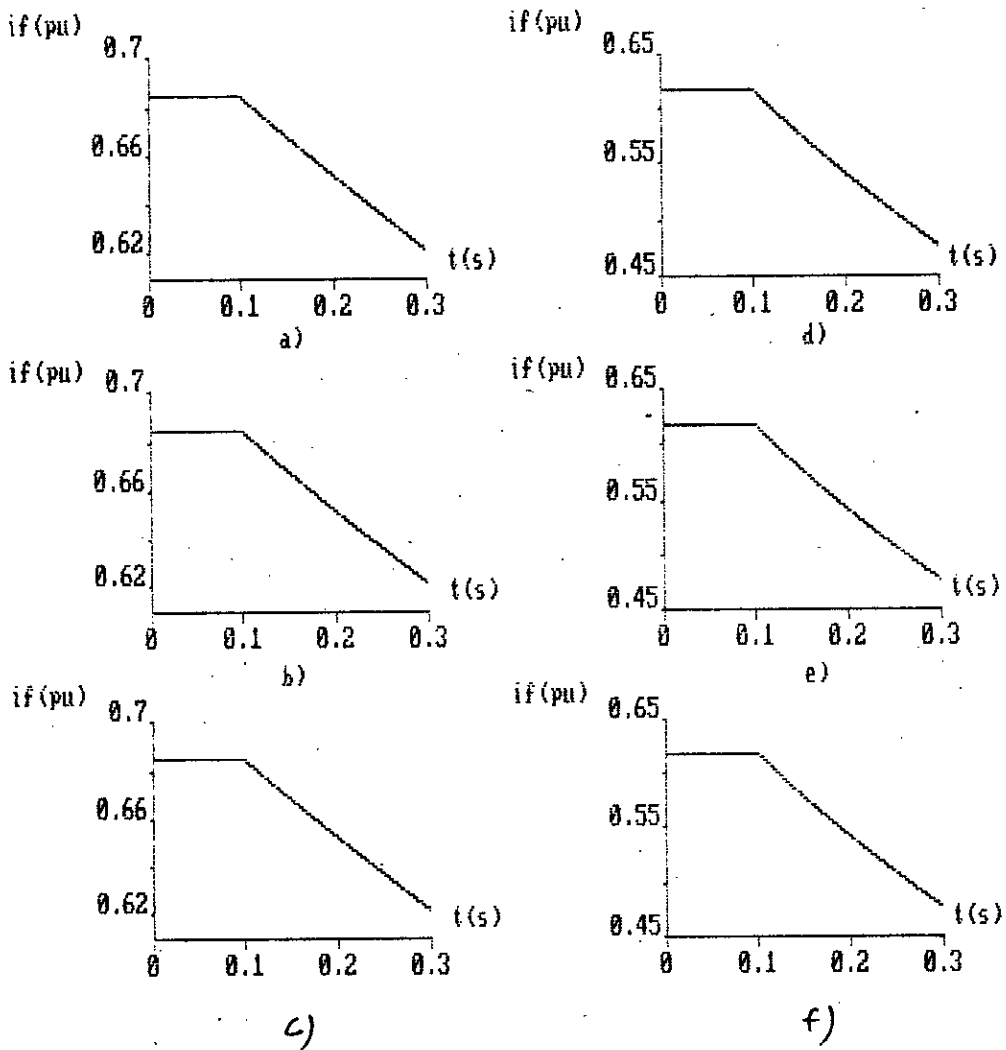


Figure (II.12): Variation du courant d'excitation lors d'un c-c triphasé aux bornes de l'enroulement d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode.

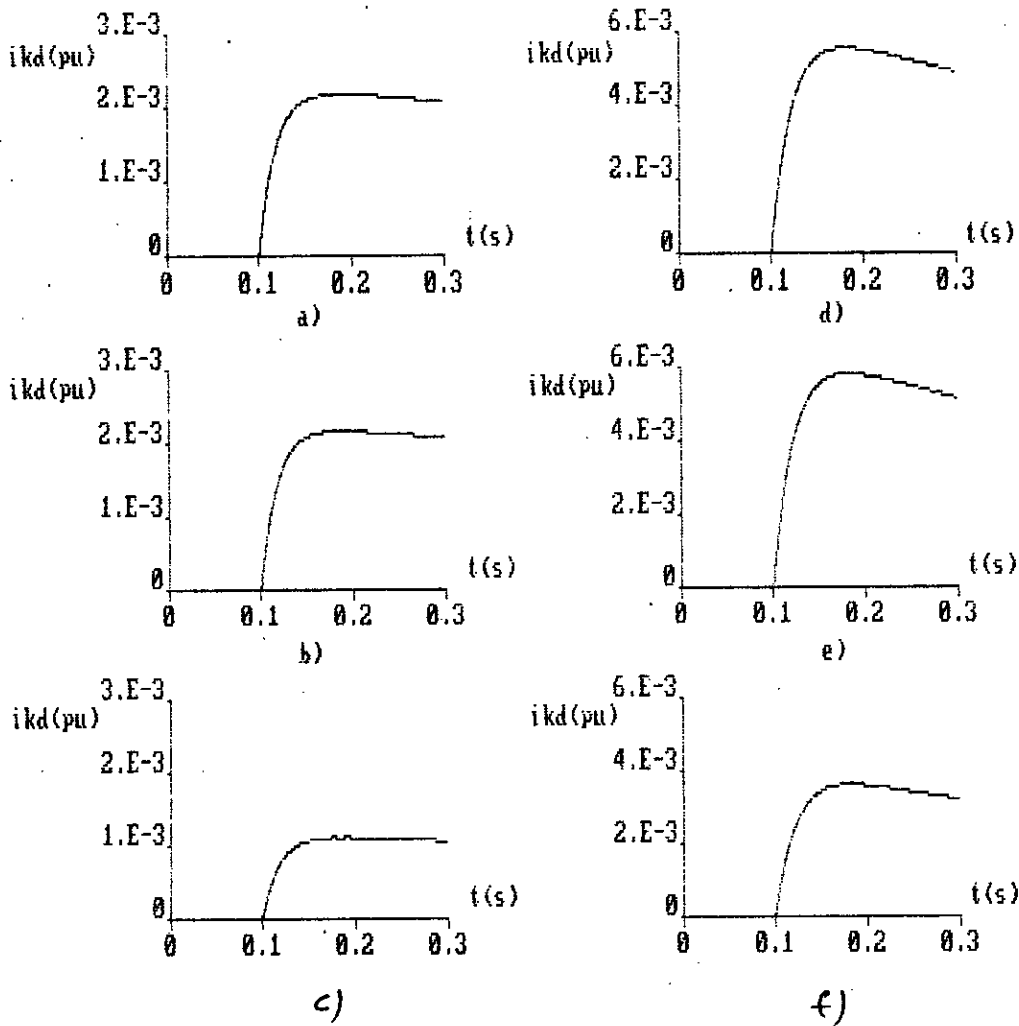


Figure (II.13): Variation du courant dans l'amortisseur

d'axe d, lors d'un c-c triphasé aux bornes
de l'enroulement d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

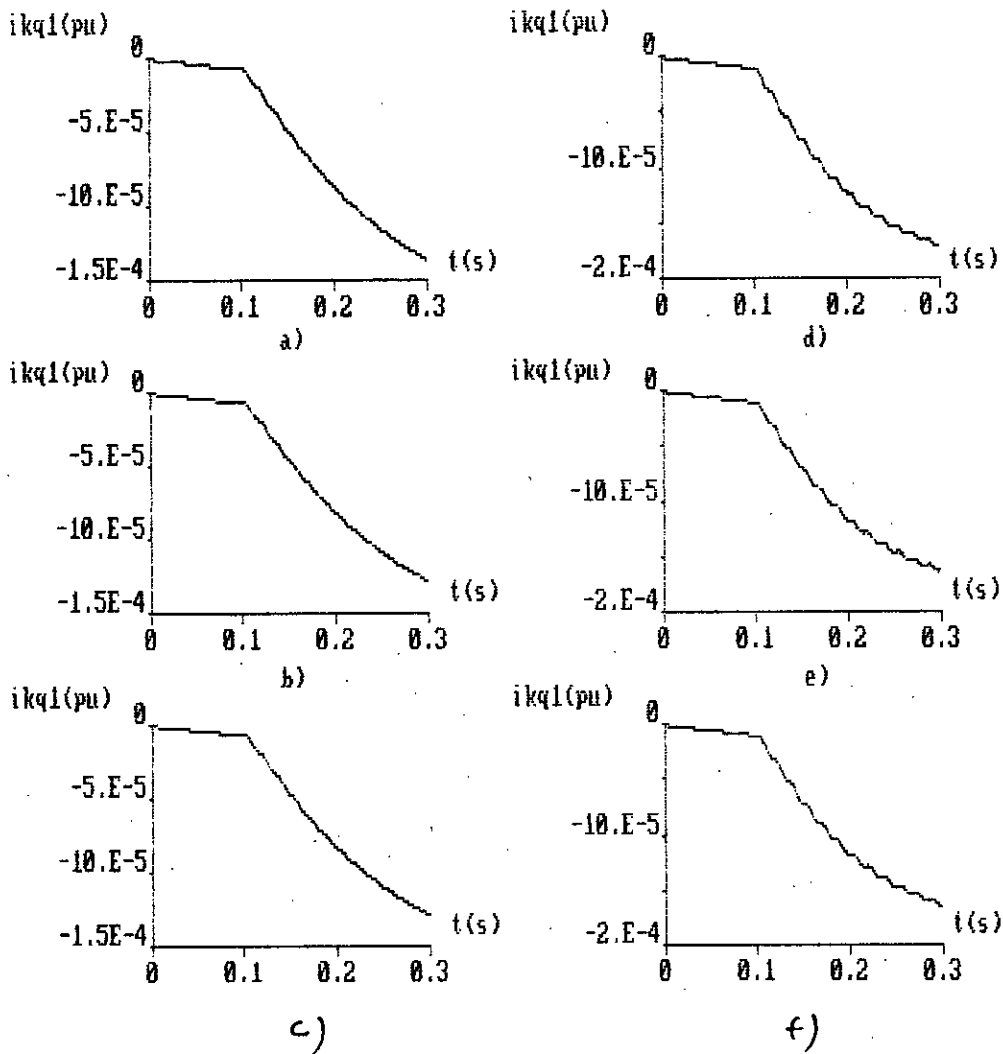


Figure. (II.14): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q, lors d'un c-c triphasé aux bornes de l'enroulement d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

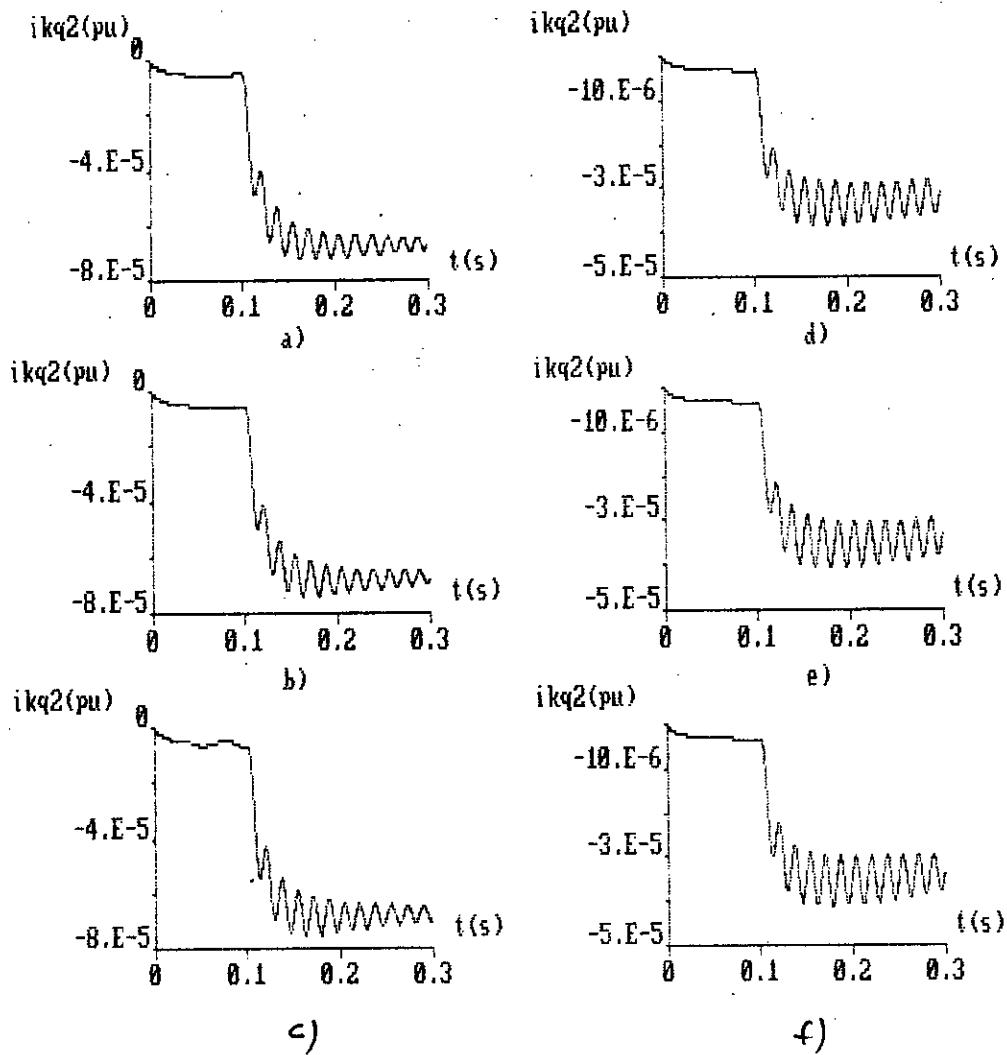


Figure (II.15): Variation du courant dans l'amortisseur

d'axe q, lors d'un c-c triphasé aux bornes
de l'enroulement d'excitation à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

II.6 CONCLUSION

Les paramètres nécessaires pour la modélisation de la machine synchrone, peuvent être déterminés, avec précision, sans faire d'hypothèse simplificatrice ou calcul itératif à partir des valeurs caractéristiques d'axe d ($x_d, x'_d, x''_d, x_c, T'_d, T''_d$), et d'axe q ($x_q, x'_q, x''_q, x_c, T'_q, T''_q$), et la réactance de fuite de l'induit x_l .

Les méthodes, classique et itérative donnent pratiquement les mêmes résultats, qui diffèrent significativement de la réalité pour certaines grandeurs.

La réactance caractéristique x_c est indispensable pour une modélisation réelle du circuit d'excitation.

CHAPITRE III

MODELE DU 3^{ème} ORDRE DE LA

MACHINE SYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION.

La considération des grandeurs sub-subtransitoires, implique que le rotor doit être représenté, par trois circuits rotoriques selon les deux axes.

La question qui se pose :

- cet élargissement était-il vraiment nécessaire ?

La réponse à cette question sera l'objet du chapitre 4.

De prime abord nous ne pouvons pas affirmer que cet élargissement est nécessaire. Dans certains cas, le modèle avec trois circuits rotoriques donne des résultats plus réalistes que celui donné par le modèle avec deux circuits rotoriques.

Pour certaines perturbations et processus dynamiques, la simulation avec les grandeurs transitoires et sub-transitoires donne des erreurs considérables. C'est le cas des turbo-alternateurs sans enroulement amortisseur efficace et machines à pôles saillants à rotor massif [37].

Dans ce chapitre, nous donnons une formulation rigoureuse des paramètres du modèle de la machine synchrone, en considérant les grandeurs sub-subtransitoires.

C'est une généralisation de la nouvelle méthode appliquée dans le chapitre 2, ensuite nous étudions l'effet de ces méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone sur les réponses transitoires.

III.2 PRESENTATION DU MODELE.

Les fonctions $x_d(p)$, $x_q(p)$ et $G(p)$, caractérisent le modèle du 3^{eme} ordre, sont données par les équations :

$$x_d(p) = x_d \frac{(1+p T'_d) (1+p T''_d) (1+p T'''_d)}{(1+p T'_{do}) (1+p T''_{do}) (1+p T'''_{do})} \quad (\text{III.1})$$

$$x_q(p) = x_q \frac{(1+p T'_q) (1+p T''_q) (1+p T'''_q)}{(1+p T'_{qo}) (1+p T''_{qo}) (1+p T'''_{qo})} \quad (\text{III.2})$$

$$G(p) = \frac{(1+p T_{kd1c}) (1+p T_{kd2c})}{(1+p T'_{do}) (1+p T''_{do}) (1+p T'''_{do})} \quad (\text{III.3})$$

Le circuit équivalent selon les deux axes est donné à la figure (III.1).

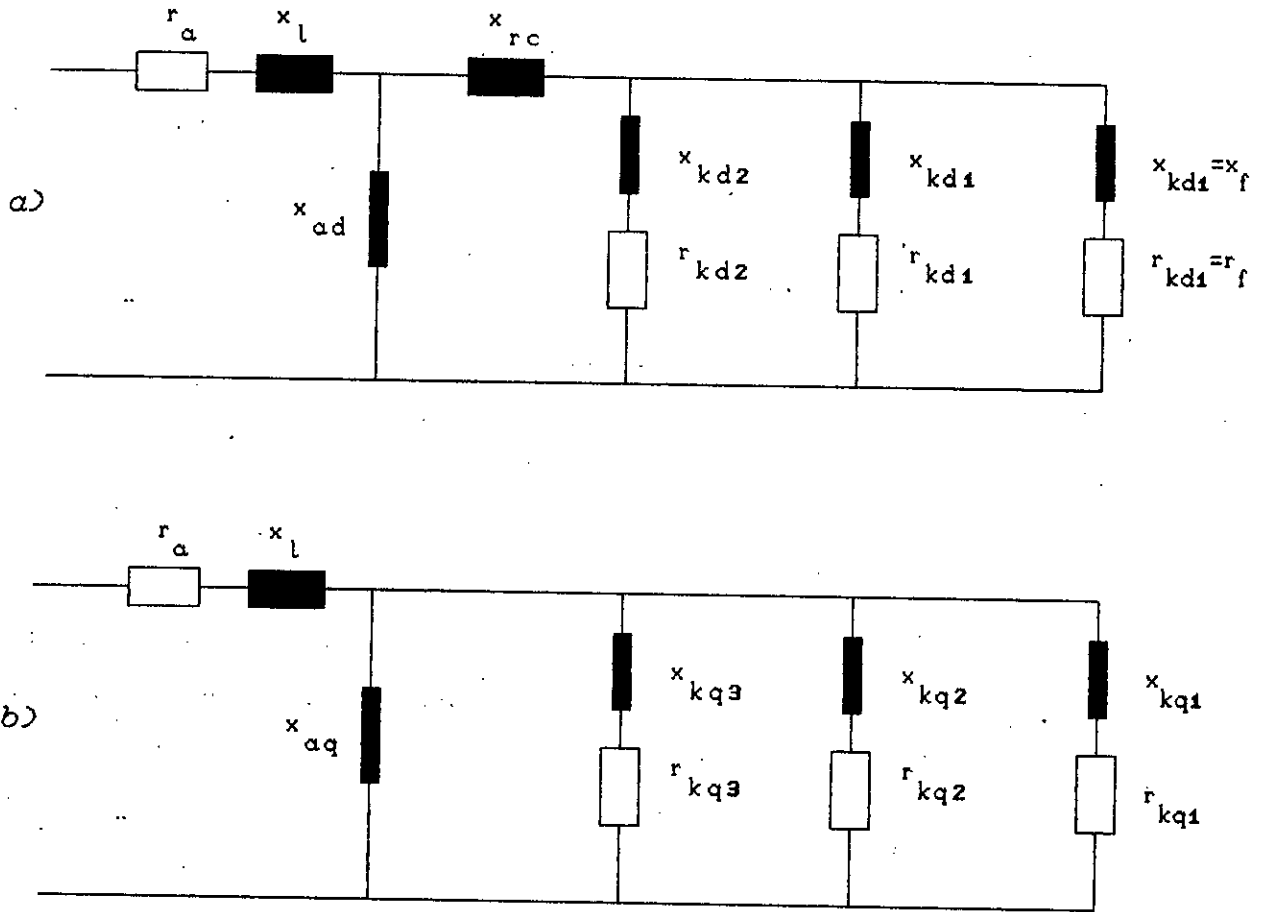


Figure (III.1): Circuits équivalents du modèle du 3^{eme} ordre

a) axe direct

b) axe en quadrature

Dans ce qui suit, nous supposons que les grandeurs statoriques r_a , x_l , x_d et x_q sont connues.

III.3 DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA M.S PAR LA NOUVELLE METHODE.

III.3.1 Relations entre les constantes de temps à vide et de court-circuit.

Les relations qui lient les constantes de temps à vide avec celles de court-circuit, ont les mêmes formes pour les deux axes. Pour cela nous utilisons l'indice commun (i), pour les grandeurs intervenant dans les équations.

En notant :

$$\begin{aligned} i=d & \quad \text{pour l'axe direct,} \\ \text{et} & \\ i=q & \quad \text{pour l'axe en quadrature.} \end{aligned}$$

Nous pouvons déterminer les constantes de temps à vide, connaissant les grandeurs caractéristiques suivantes :

$$x_i, x'_i, x''_i, x'''_i, T'_i, T''_i, T'''_i$$

La deuxième forme de la réactance opérationnelle est :

$$\begin{aligned} \frac{1}{x_i(p)} = & \frac{1}{x_i} + \left(\frac{1}{x'_i} - \frac{1}{x_i} \right) \frac{p T'_i}{1 + p T'_i} + \left(\frac{1}{x''_i} - \frac{1}{x'_i} \right) \frac{p T''_i}{1 + p T''_i} \\ & + \left(\frac{1}{x'''_i} - \frac{1}{x''_i} \right) \frac{p T'''_i}{1 + p T'''_i} \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

En Comparant l'équation (III.5) avec les équations (III.1) ou (III.2), nous obtenons les relations des constantes de temps à vide.

$$T'_{i0} + T''_{i0} + T'''_{i0} = \frac{x_i}{x'_i} T'_i + \left(\frac{x_i}{x''_i} - \frac{x_i}{x'_i} + 1 \right) T''_i + \left(\frac{x_i}{x'''_i} - \frac{x_i}{x''_i} + 1 \right) T'''_i$$

$$= S_0 \quad (III.5)$$

$$T'_{i0} T''_{i0} + T''_{i0} T'''_{i0} + T'''_{i0} T'_i = \frac{x_i}{x'_i} T'_i T''_i + \left(\frac{x_i}{x''_i} - \frac{x_i}{x'_i} + 1 \right) T''_i T'''_i$$

$$+ \left(\frac{x_i}{x'''_i} - \frac{x_i}{x''_i} + \frac{x_i}{x'_i} \right) T'''_i T'_i = M_0 \quad (III.6)$$

$$T'_{i0} T''_{i0} T'''_{i0} = \frac{x_i}{x'''_i} T'_i T'''_i = N_0 \quad (III.7)$$

La résolution de ce système d'équations est équivalente à une résolution d'un polynome de 3^{eme} degré qui est de la forme suivante :

$$1 + p S_0 + p^2 M_0 + p^3 N_0 = 0 \quad (III.8)$$

les solutions sont :

$$p_1 = -\frac{1}{T'_{i0}} \quad , \quad p_2 = -\frac{1}{T''_{i0}} \quad , \quad p_3 = -\frac{1}{T'''_{i0}}$$

Inversement, en connaissant les constantes de temps à vide, les constantes de temps de court-circuit peuvent être déterminées à partir des équations (III.5) à (III.7).

En utilisant les constantes de temps à vide et de court-circuit, nous pouvons déterminer les équations de base des différentes réactances.

$$\frac{1}{x'_l} - \frac{1}{x_l} = - \frac{(T'_l - T'_{l0}) (T'_l - T''_{l0}) (T'_l - T'''_{l0})}{x_l T'_l (T'_l - T''_l) (T'_l - T'''_l)} \quad (\text{III.9})$$

$$\frac{1}{x''_l} - \frac{1}{x'_l} = - \frac{(T''_l - T'_{l0}) (T''_l - T''_{l0}) (T''_l - T'''_{l0})}{x'_l T''_l (T''_l - T'_l) (T''_l - T'''_l)} \quad (\text{III.10})$$

$$x'''_l = x'_l \frac{T'_l T''_l T'''_l}{T'_{l0} T''_{l0} T'''_{l0}} \quad (\text{III.11})$$

III.3.2 Constantes de temps de court-circuit avec une réactance externe (x_e).

En considérant la réactance externe x_e comme une partie intégrée à l'unité, la réactance opérationnelle devient :

$$x_{ie}(p) = x_i(p) + x_e = x_{ie} \frac{(1+p T'_{ie}) (1+p T''_{ie}) (1+p T'''_{ie})}{(1+p T') (1+p T'') (1+p T''')} \quad (\text{III.12})$$

la dernière équation donne le système suivant :

$$T'_{ie} + T''_{ie} + T'''_{ie} = \frac{1}{x_i + x_e} [(T'_{ie} + T''_{ie} + T'''_{ie}) x_i + S_o x_e] = S_e \quad (\text{III.13})$$

$$T'_{ie} T''_{ie} + T''_{ie} T'''_{ie} + T'''_{ie} T'_{ie} = \frac{1}{x_i + x_e} [(T'_{ie} T''_{ie} + T''_{ie} T'''_{ie} + T'''_{ie} T'_{ie}) x_i + M_o x_e] = M_e \quad (\text{III.14})$$

$$T'_{ie} T''_{ie} T'''_{ie} = \frac{1}{x_i + x_e} [T'_{ie} T''_{ie} T'''_{ie} x_i + N_o x_e] = N_e \quad (\text{III.15})$$

La solution de ce système se ramène à la résolution du polynome :

$$N_e p^3 + M_e p^2 + S_e p + 1 = 0 \quad (\text{III.16})$$

d'où on tire :

$$p_1 = -\frac{1}{T'_{ie}}, \quad p_2 = -\frac{1}{T''_{ie}}, \quad p_3 = -\frac{1}{T'''_{ie}}$$

En connaissant les constantes de temps de court-circuit de l'unité "machine + x_e ", nous pouvons déterminer les différentes réactances par analogie aux équations (III.9) à (III.11).

$$x_{le} = x'_i + x_e \quad (III.17)$$

$$\frac{1}{x'_{le}} - \frac{1}{x_{le}} = - \frac{(T'_{le} - T'_{lo}) (T'_{le} - T''_{lo}) (T'_{le} - T'''_{lo})}{x_{le} T'_{le} (T'_{le} - T''_{le}) (T'_{le} - T'''_{le})} \quad (III.18)$$

$$\frac{1}{x''_{le}} - \frac{1}{x'_{le}} = - \frac{(T''_{le} - T'_{lo}) (T''_{le} - T''_{lo}) (T''_{le} - T'''_{lo})}{x_{le} T''_{le} (T''_{le} - T'_{le}) (T''_{le} - T'''_{le})} \quad (III.19)$$

$$x'''_{le} = x'_{le} \frac{T'_{le} T''_{le} T'''_{le}}{T'_{lo} T''_{lo} T'''_{lo}} \quad (III.20)$$

III.3.3 Paramètres d'axe d.

En procédant de la même façon que pour le modèle du 2^{eme} ordre nous obtenons les différentes étapes de calcul des paramètres d'axe d (figure (III.2)).

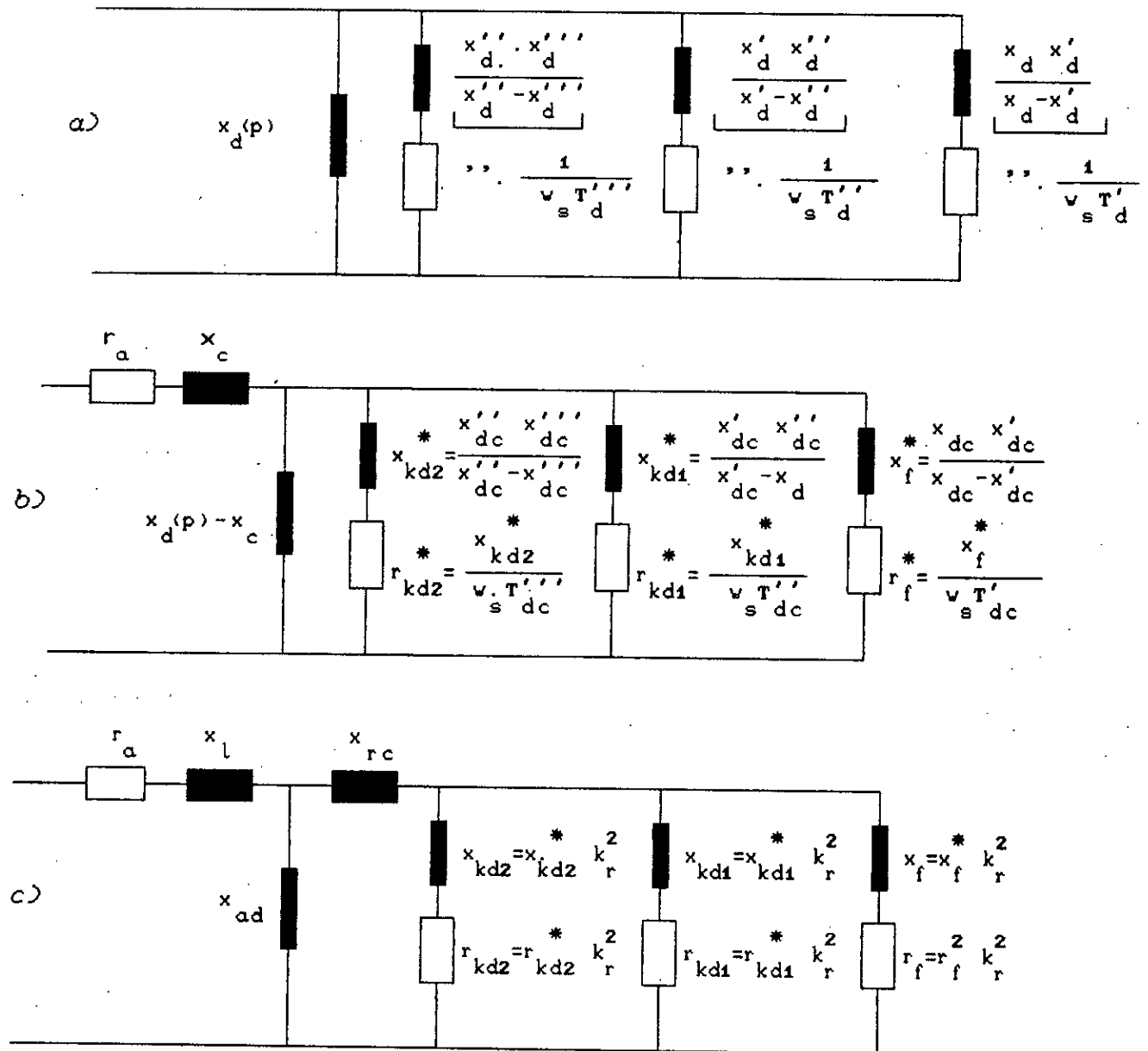


Figure (III.2): Détermination des paramètres d'axe d du modèle du 3^{eme} ordre

Les réactances x_c et x_{rc} peuvent être calculées à partir de la géométrie de la machine ou mesurées (Annexe II).

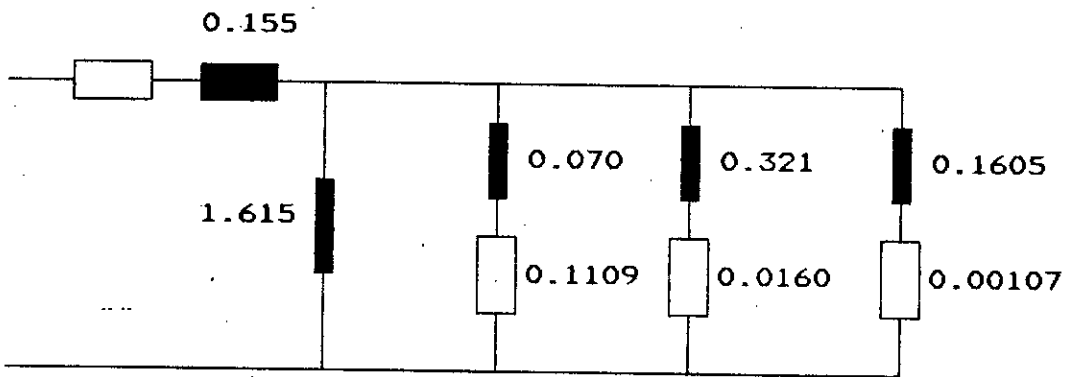
Deux exemples numériques pour la détermination des paramètres de ce modèle sont donnés aux tableaux (1) et (2).

Tableau (1) : axe d. -paramètres du modèle de la M.S [37]

$$x_d = 1.77 \quad x_l = 0.155$$

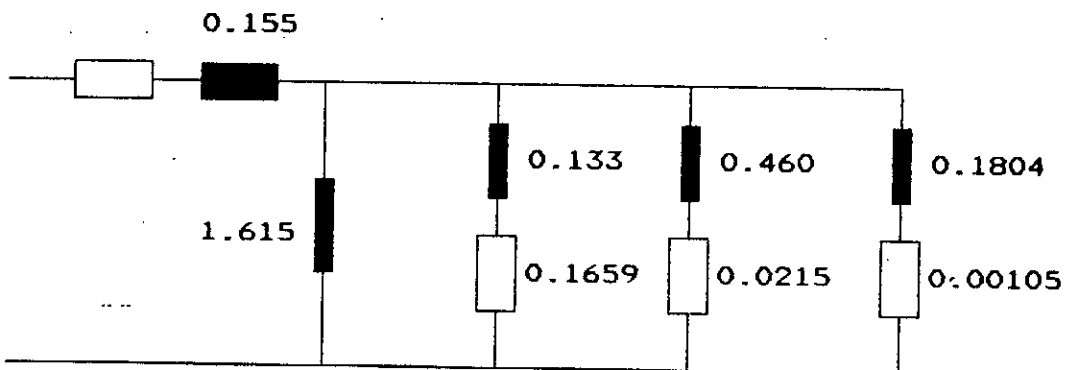
x'_d	x''_d	x'''_d	$T'_d / T''_d / T'''_d$ où $T'_{do} / T''_{do} / T'''_{do}$
0.310	0.273	0.218	0.824 / 0.066 / 0.0032 \leftarrow \rightarrow 4.75 / 0.0743 / 0.004

I. Nouvelle méthode avec $x_c = 0.178$



$$i_f \sim / i_{fo} = 3.57$$

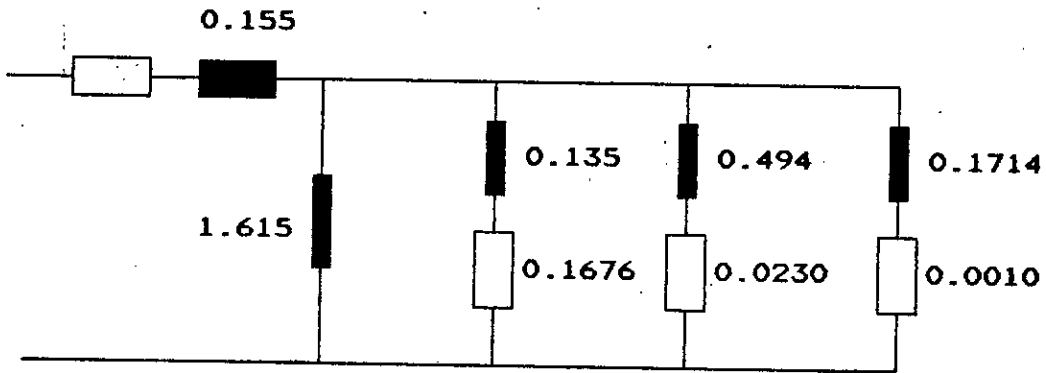
II. Nouvelle méthode avec $(x_c = x_l)$, (méthode itérative)



$$i_f \sim / i_{fo} = 3.88$$

Suite du tableau (1)

III. Méthode classique (standard)



$$i_f \sim / i_{fo} = 4.07$$

IV. Calcul des grandeurs caractéristiques par la nouvelle méthode.

0.306	0.272	0.217	0.842 / 0.060 / 0.00255	→	4.90 / 0.062 / 0.003
-------	-------	-------	-------------------------	---	----------------------

V. Calcul d'erreur sur les grandeurs caractéristiques en %

2	5	6	1 / 7 / 15	→	2 / 11 / 17
---	---	---	------------	---	-------------

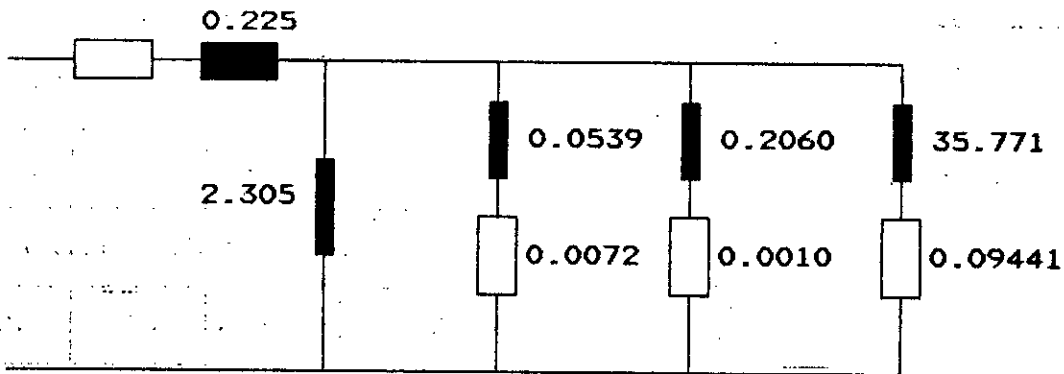
Tableau (2) : axe d. -.paramètres du modèle de la M.S [37]

$x_d = 2.53$ $x_l = 0.22$

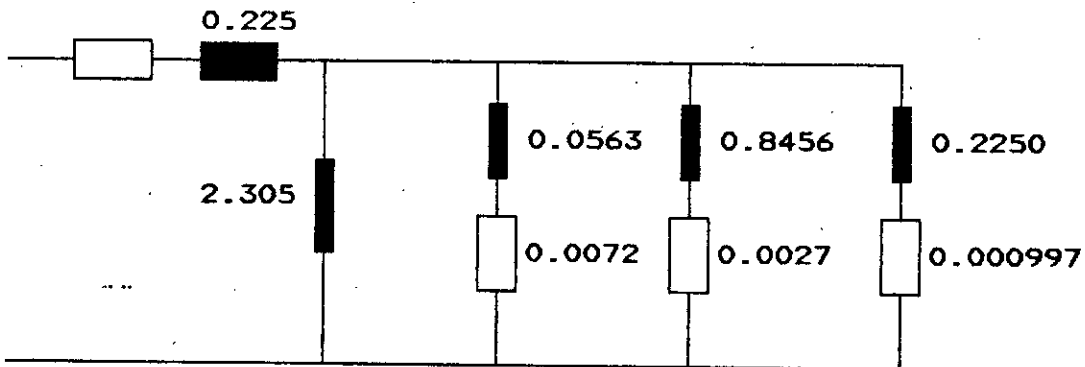
x'_d	x''_d	x'''_d	$T'_d / T''_d / T'''_d$ ou $T'_{do} / T''_{do} / T'''_{do}$
0.43	0.39	0.267	1.144 / 0.985 / 0.0558 = 7.45 / 1.0 / 0.08

I. Nouvelle méthode : pas d'information sur x_c

II. Nouvelle méthode avec ($x_c = x_l$), confondue avec la méthode itérative



III. Méthode classique (standard)



IV. Calcul des grandeurs caractéristiques par la nouvelle méthode avec ($x_c = x_l$)

0.379	0.375	0.267	1.542 / 0.766 / 0.0533 → 10.46 / 0.770 / 0.074
-------	-------	-------	--

V. Calcul d'erreur sur les grandeurs caractéristiques en %

55	20	-	7 / 14 / 21 = 20 / 14 / 37
----	----	---	----------------------------

III.3.4 Interprétations et commentaires

Le calcul des paramètres de la machine synchrone par la nouvelle méthode entrainerai précisément les grandeurs caractéristiques données en bas du tableau (1). Une comparaison entre ces grandeurs caractéristiques et " input data " (données) montre la qualité de mesure d'approximation. Elle s'est avérée bonne pour cette machine.

Si, toute fois les conditions nécessaires pour cette approximation ne sont pas satisfaisantes, une telle approximation peut introduire une erreur dans les résultats de simulation dans la phase de modélisation, comme c'est démontré dans l'exemple du tableau (2). La méthode itérative entraine une réactance transitoire de 0.379 pu. Cependant le but est de modéliser une machine avec $x'_d = 0.43$ pu. Les déviations dans les constantes de temps s'élèveraient vers 20% à 37% .

III.3.5 Paramètres d'axe q.

Le circuit équivalent d'axe q représente seulement l'opérateur $x_q(p)$. L'obtention du circuit équivalent de la figure (III.1.a) est montrée à la figure (III.3).

La procédure est la même que pour l'axe d. Les constantes de temps de court-circuit auxilliaires T'_{ql} , T''_{ql} , T'''_{ql} et les réactances x_{ql} , x'_{ql} , x''_{ql} , x'''_{ql} appartenant à l'unité " machine- x_l ", sont déterminées à partir des équations (III.13) à (III.20), en mettant $x_e = -x_l$.

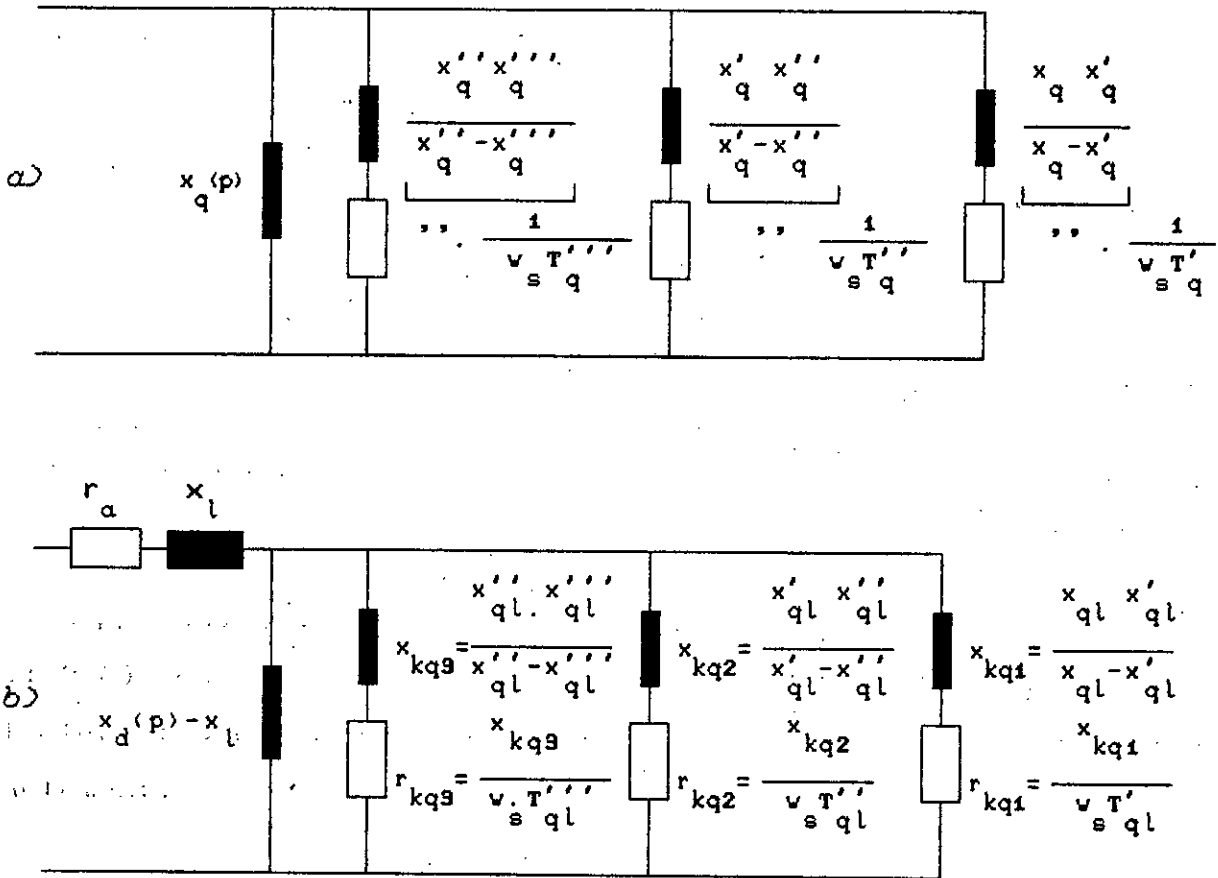


Figure (III.3): Détermination des paramètres d'axe q
du modèle du 3^{eme} ordre

III.4 CALCUL DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES A PARTIR DU CIRCUIT EQUIVALENT.

Supposons que les circuits équivalents sont donnés (Figure (III.2.C) et (III.3.b) pour les axes d et q), il est possible de calculer les réactances et les constantes de temps de ces circuits exactement.

III.4.1 Axe d.

Le circuit équivalent de la figure (III.2.C) se transforme à celui de la figure (III.2.b) à l'aide de la transformation inverse (Annexe I).

Les paramètres x_c , x_f^* , x_{kd1}^* , x_{kd2}^* , r_f^* , r_{kd1}^* et r_{kd2}^* , donc sont connus. Alors nous pouvons déterminer les réactances et les constantes de temps de l'unité " machine - x_c ".

$$x'_{dc} = \frac{x_{dc} x_f^*}{x_{dc} + x_f^*}, \quad T'_{dc} = \frac{x_f^*}{r_f^* \omega_s} \quad (\text{III.21})$$

$$x''_{dc} = \frac{x_f^* x_{kd1}^*}{x_f^* + x_{kd1}^*}, \quad T''_{dc} = \frac{x_{kd1}^*}{r_{kd1}^* \omega_s} \quad (\text{III.22})$$

$$x'''_{dc} = \frac{x_{kd1}^* x_{kd2}^*}{x_{kd1}^* + x_{kd2}^*}, \quad T'''_{dc} = \frac{x_{kd2}^*}{r_{kd2}^* \omega_s} \quad (\text{III.23})$$

En appliquant les équations du paragraphe (III.3.2), les grandeurs caractéristiques habituelles se calculent en considérant une réactance externe x_c connectée en série avec l'unité " machine - x_c ".

III.4.2 Axe q.

D'une façon similaire que le cas de l'axe d avec, la mise de x_l à la place de x_c , nous obtenons les grandeurs caractéristiques habituelles selon l'axe q.

III.5 REPONSES TRANSITOIRES.

Les résultats qui suivent montrent l'effet des méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone sur les réponses transitoires, en envisageant deux types de perturbations.

a) Court-circuit triphasé a vide

Nous remarquons qu'il n'y a aucune différence entre les trois méthodes concernant les grandeurs; couple C_e (figure (III.4)), courant de phase i_a (figure (III.5)), courants dans les amortisseurs d'axe q i_{kq1} (figure (III.9)) et i_{kq3} (figure (III.11)).

Nous constatons qu'il existe une différence entre la nouvelle et les autres méthodes dans le calcul des grandeurs rotoriques; courant d'excitation i_f (figure (III.6)), courants dans les amortisseurs i_{kd1} (figure (III.7)), i_{kd2} (figure (III.8)) et i_{kq2} (figure (III.10)).

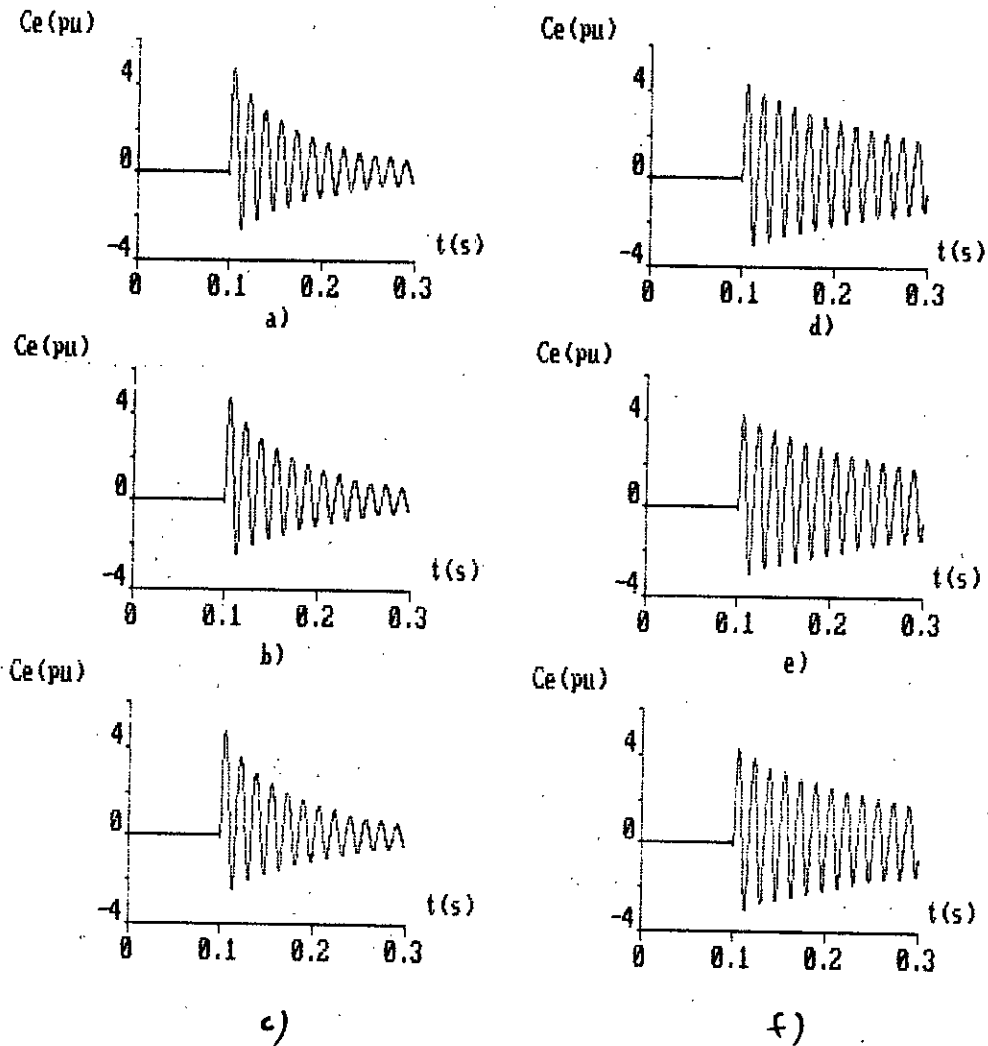


Figure (III.4): Variation du couple électromagnétique lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

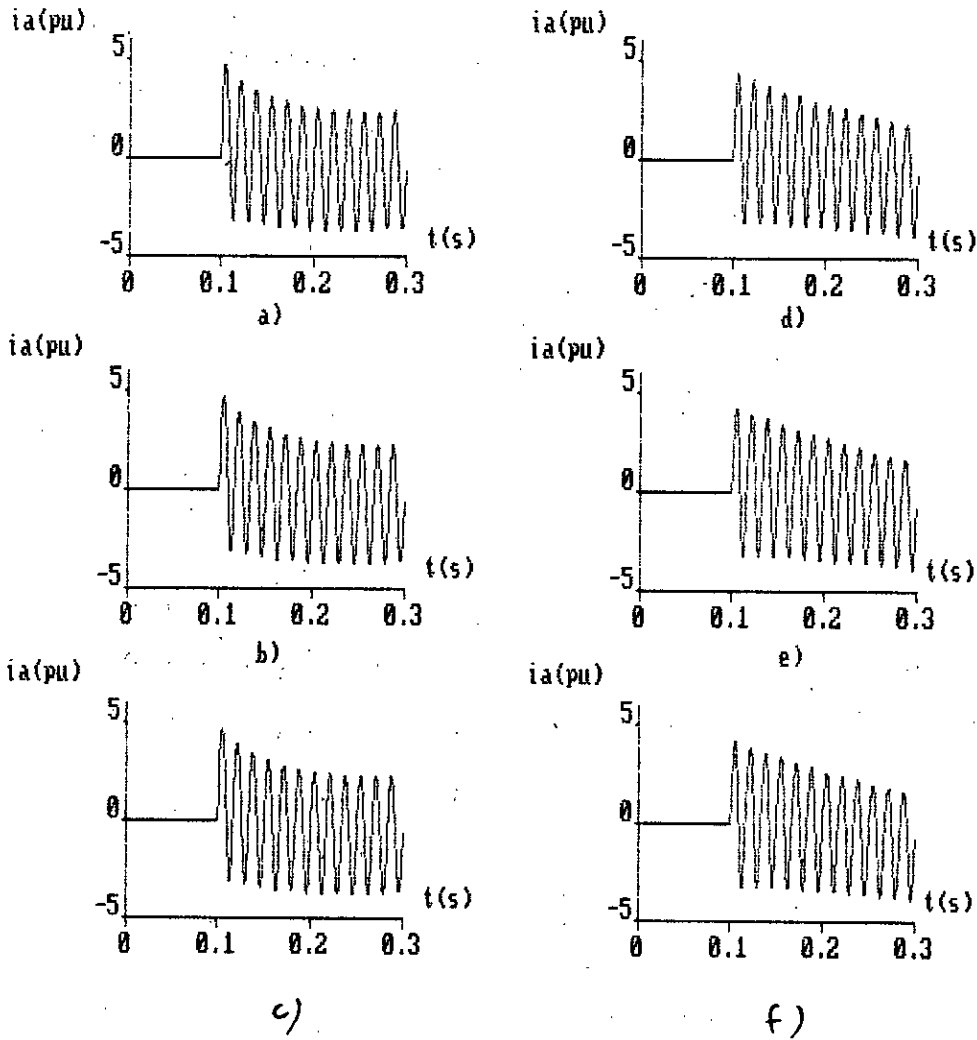


Figure (III.5): Variation du courant de phase lors d'un c-c triphasé à vide.

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

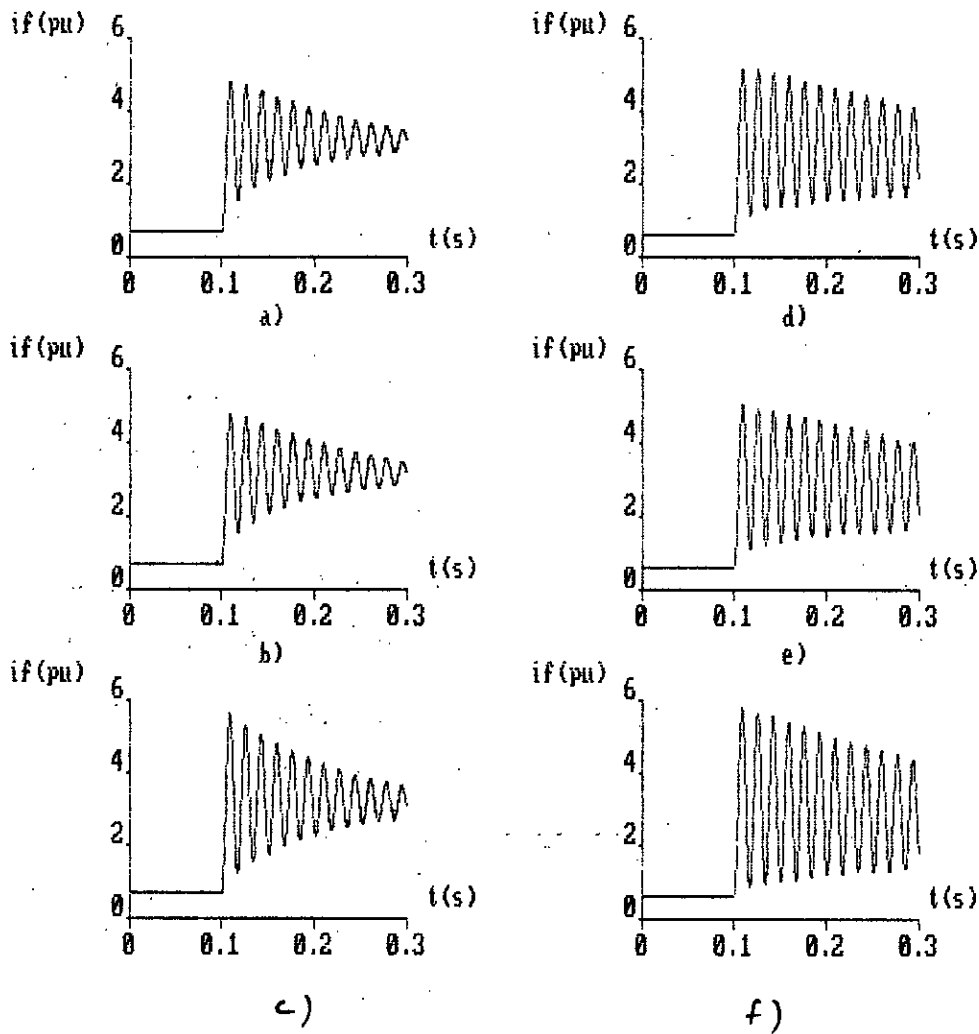


Figure (III.6): Variation du courant d'excitation
lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)
d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique
b), e) : méthode itérative
c), f) : nouvelle méthode

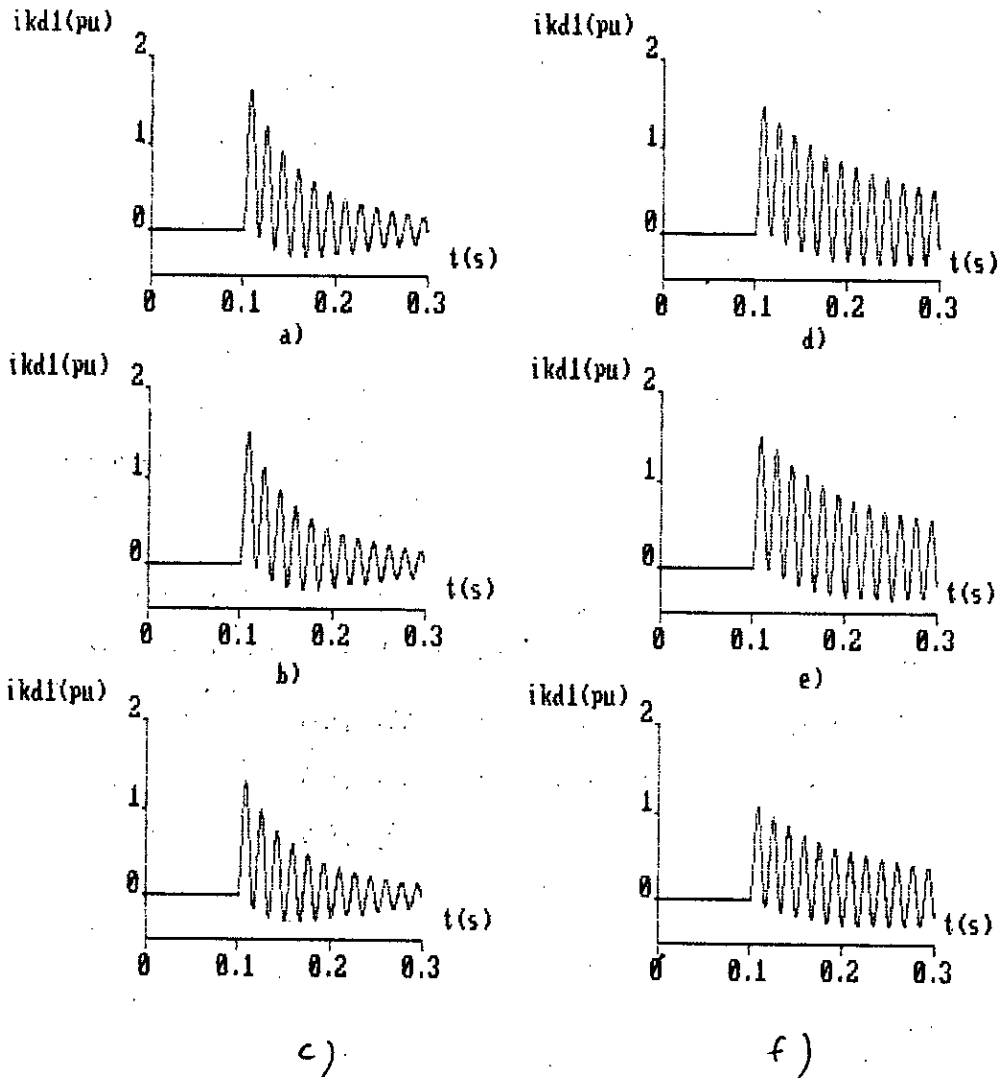


Figure (III.7): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe d lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

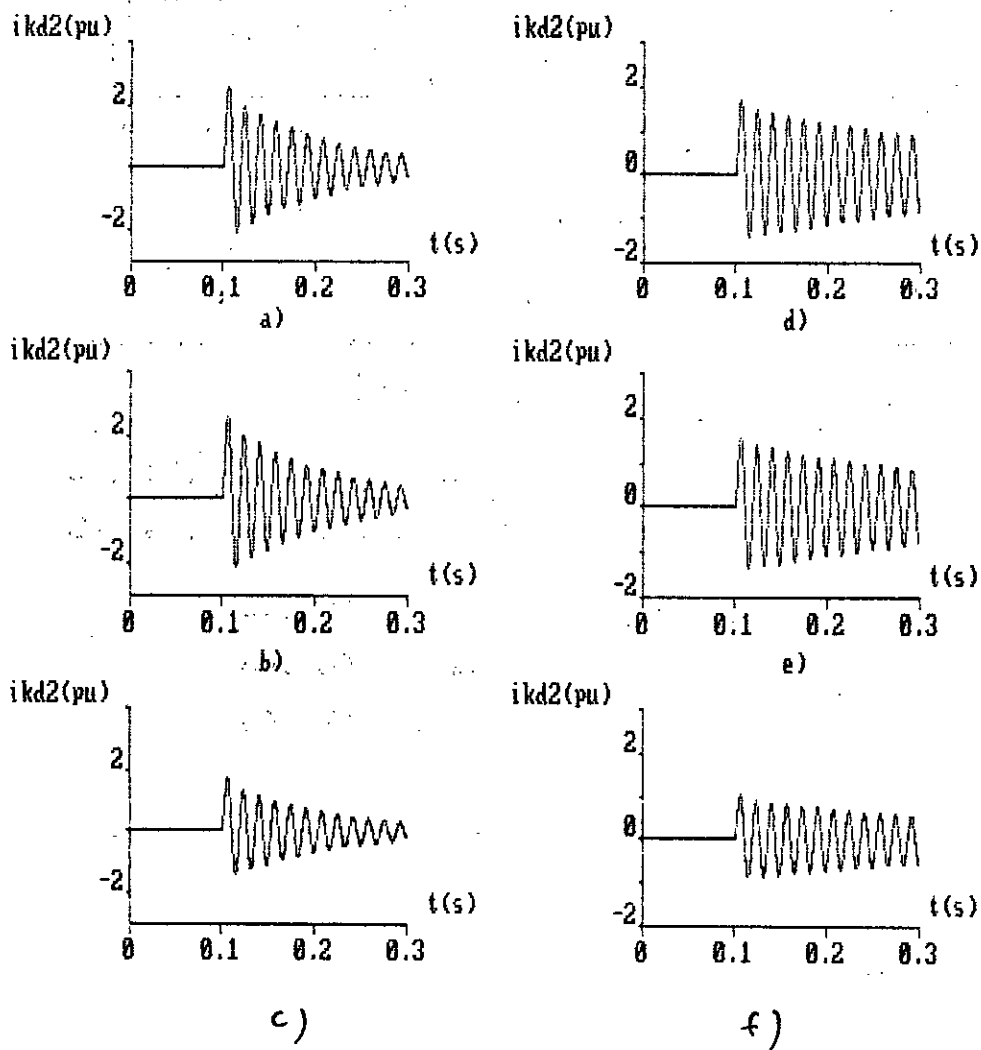


Figure (III.8): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe d lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

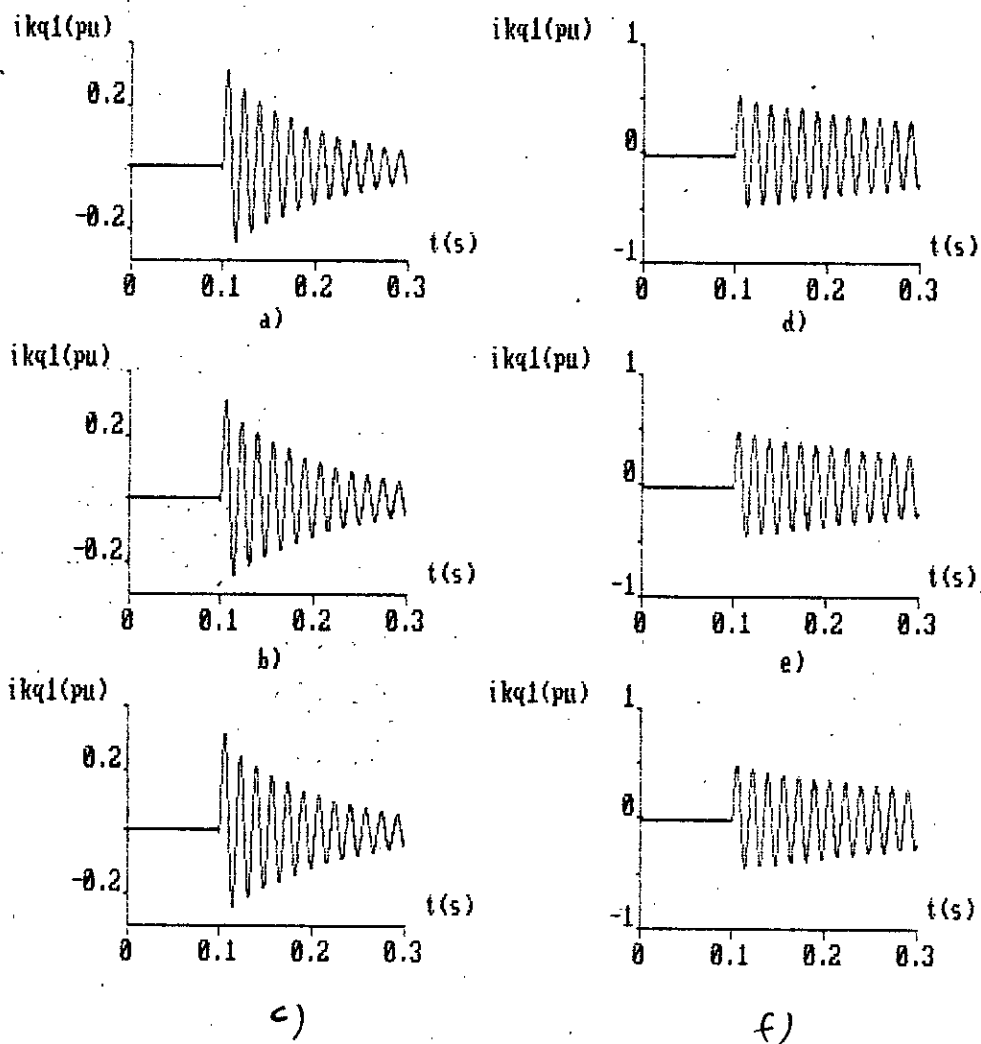


Figure (III.9): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

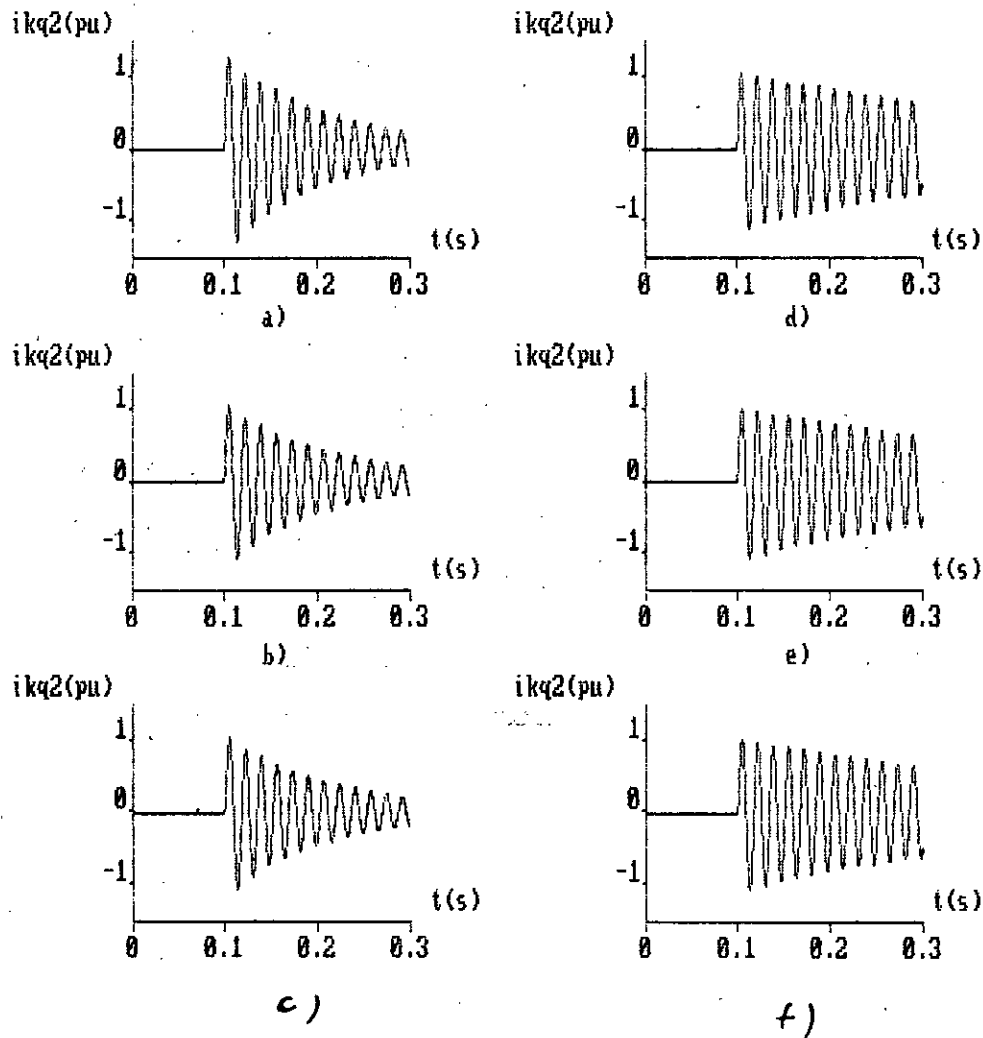


Figure (III.10): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

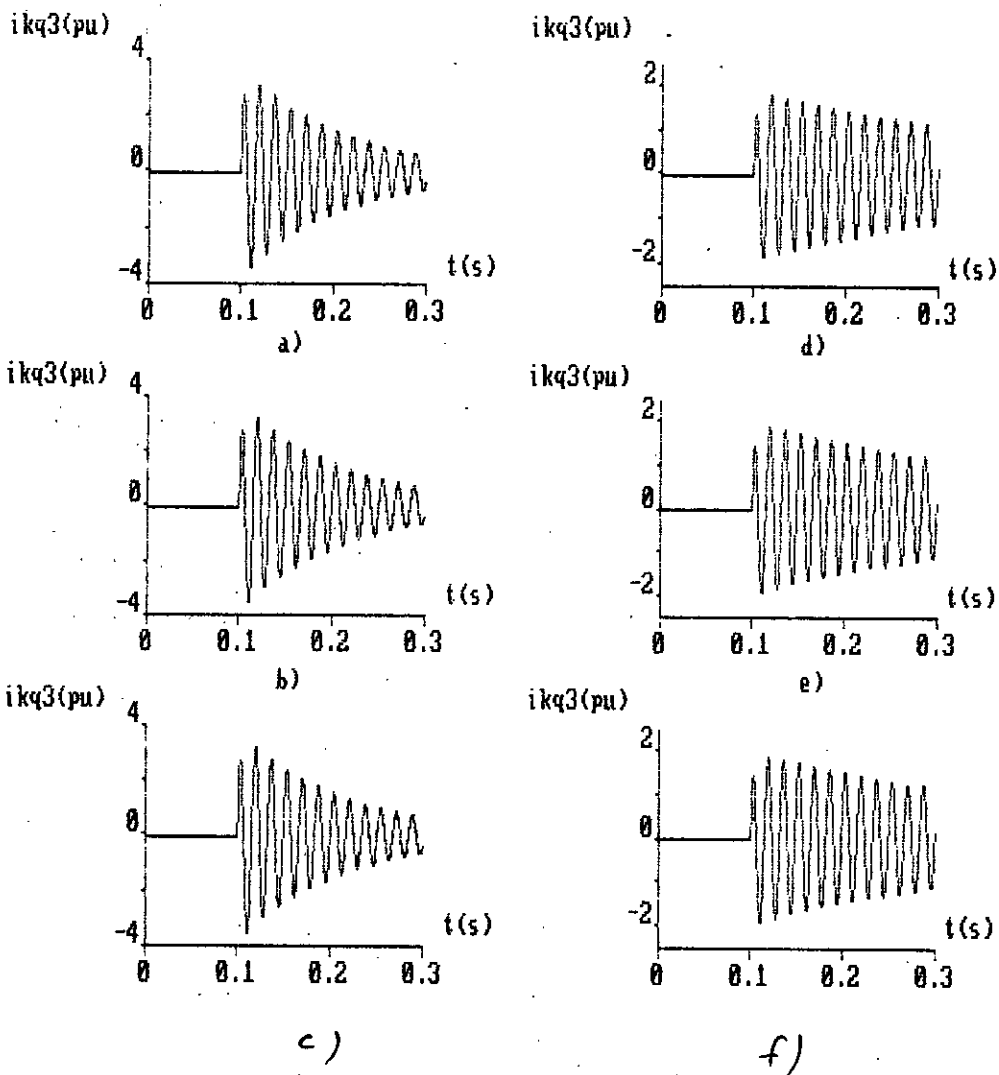


Figure (III.11): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q lors d'un c-c triphasé à vide

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

b) Court-circuit aux bornes de l'enroulement d'excitation.

Nous constatons que les trois méthodes donnent pratiquement le même résultat pour le couple C_e (figure (III.12)), courant de phase i_a (figure (III.13)), courant d'excitation i_f (figure (III.14)), courant dans l'amortisseur d'axe q i_{kq1} figure (III.17).

La différence est considérable entre la nouvelle et les autres méthodes dans le calcul des courants dans les amortisseurs d'axe d, i_{kd1} (figure (III.15)) et i_{kd2} (figure (III.16)), ou la valeur calculée par la nouvelle méthode est quatre fois inférieur à celles calculées par les autres méthodes. Nous notons aussi une certaine déviation, concernant le courant dans l'amortisseur d'axe q i_{kq3} (figure (III.19)).

En ce qui concerne le courant i_{kq2} (figure (III.18)), nous remarquons que les trois méthodes donnent le même résultat pour le turbogénérateur. Pour la machine à pôles saillants à rotor massif c'est seulement les méthodes nouvelle et itérative qui aboutissent au même résultat.

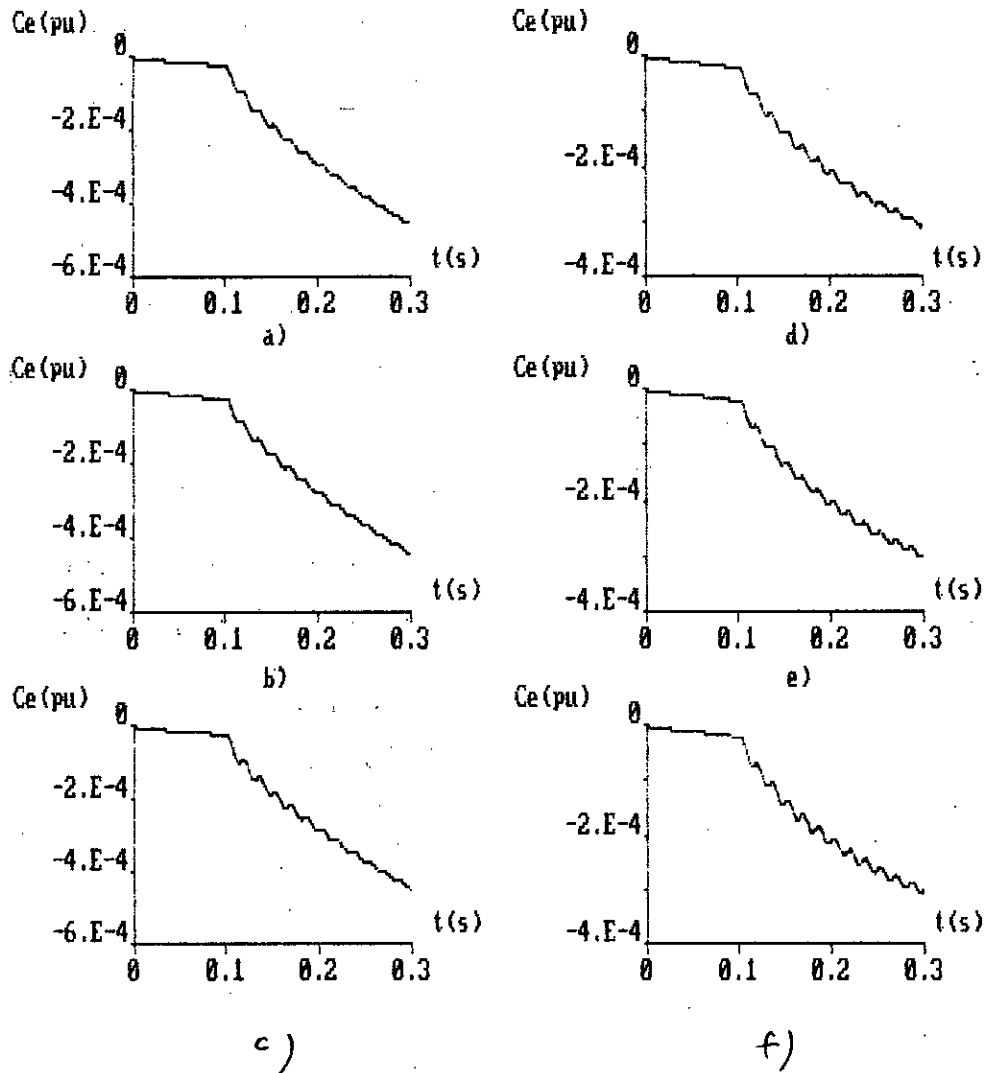


Figure (III.12): Variation du couple électromagnétique lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

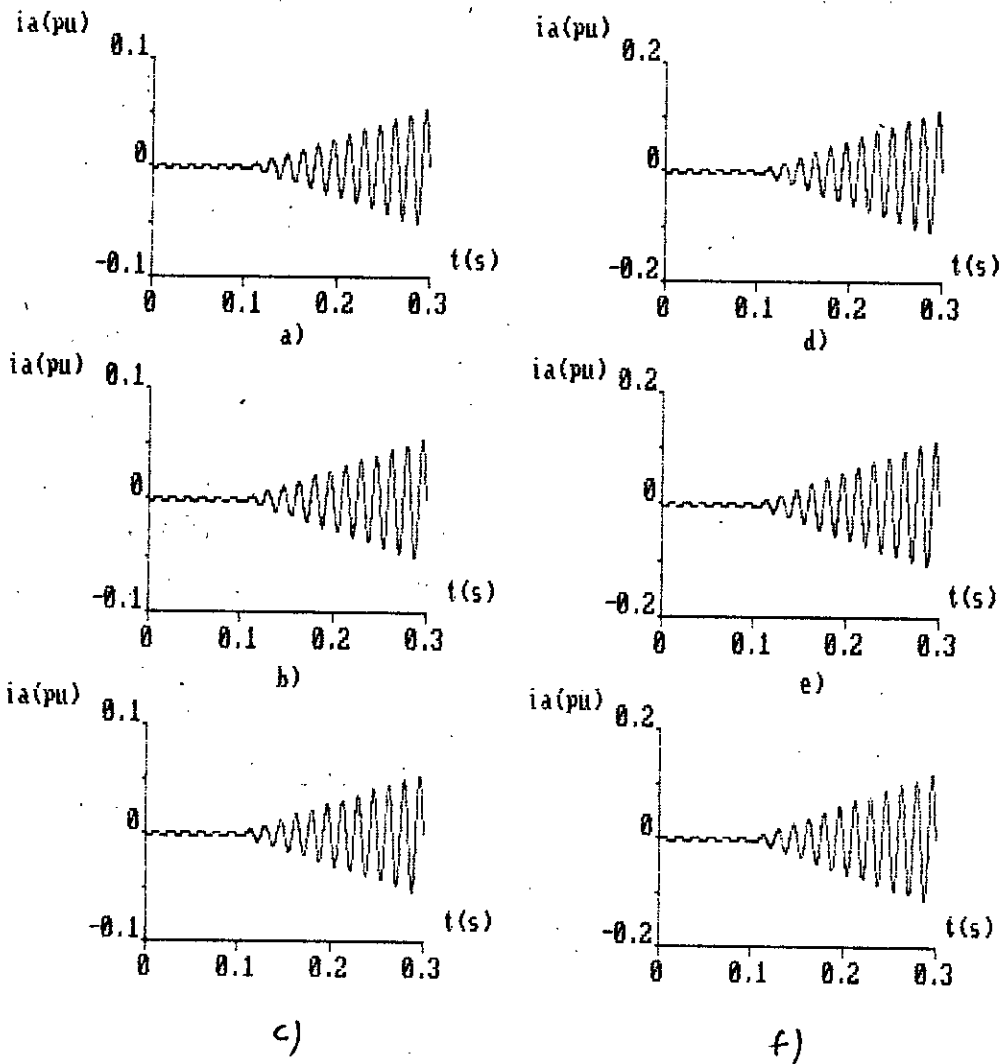


Figure (III.13): Variation du courant de phase lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

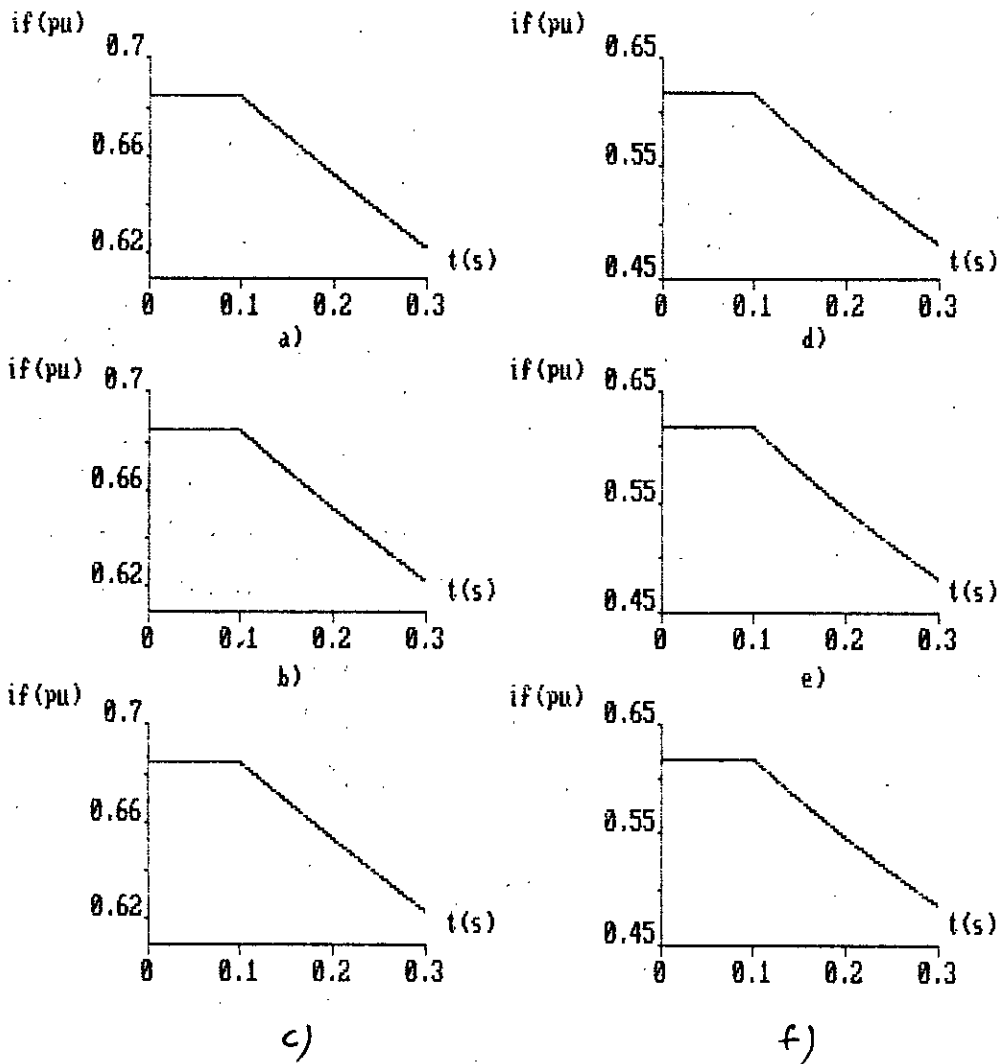


Figure (III.14): Variation du courant d'excitation lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

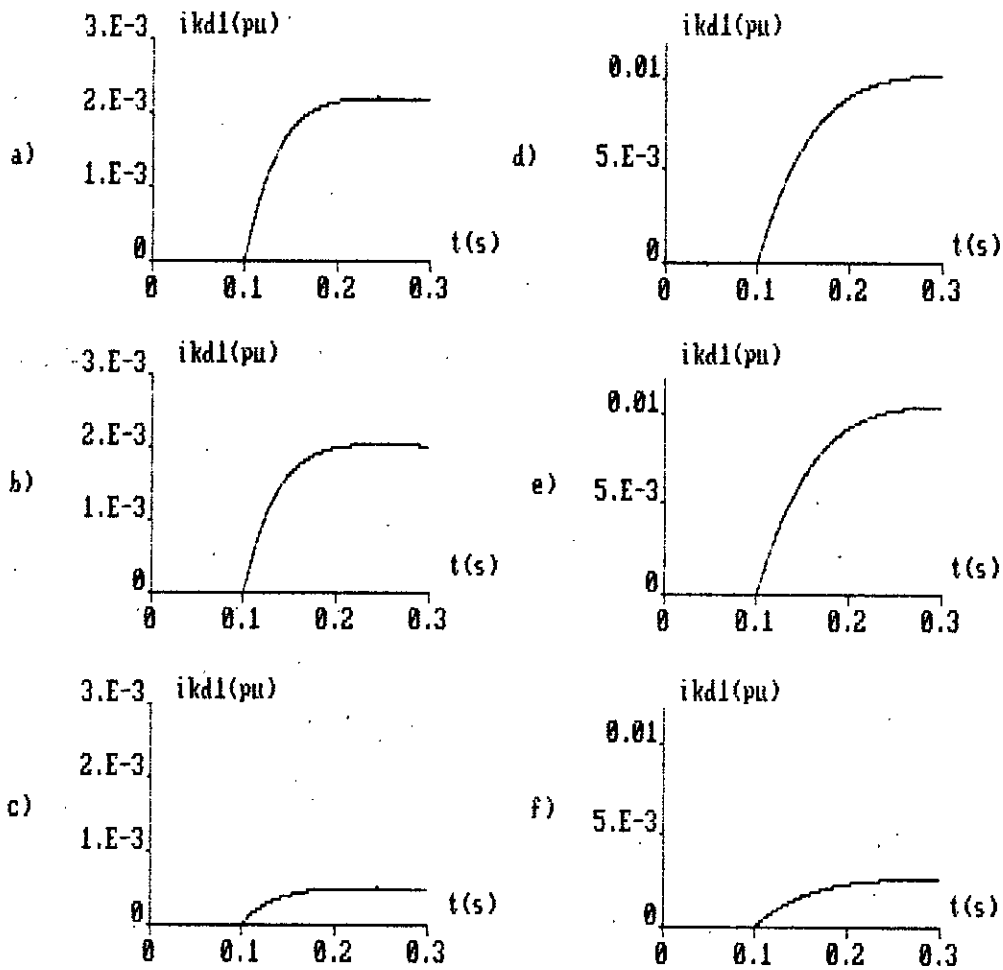


Figure (III.15): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe d, lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

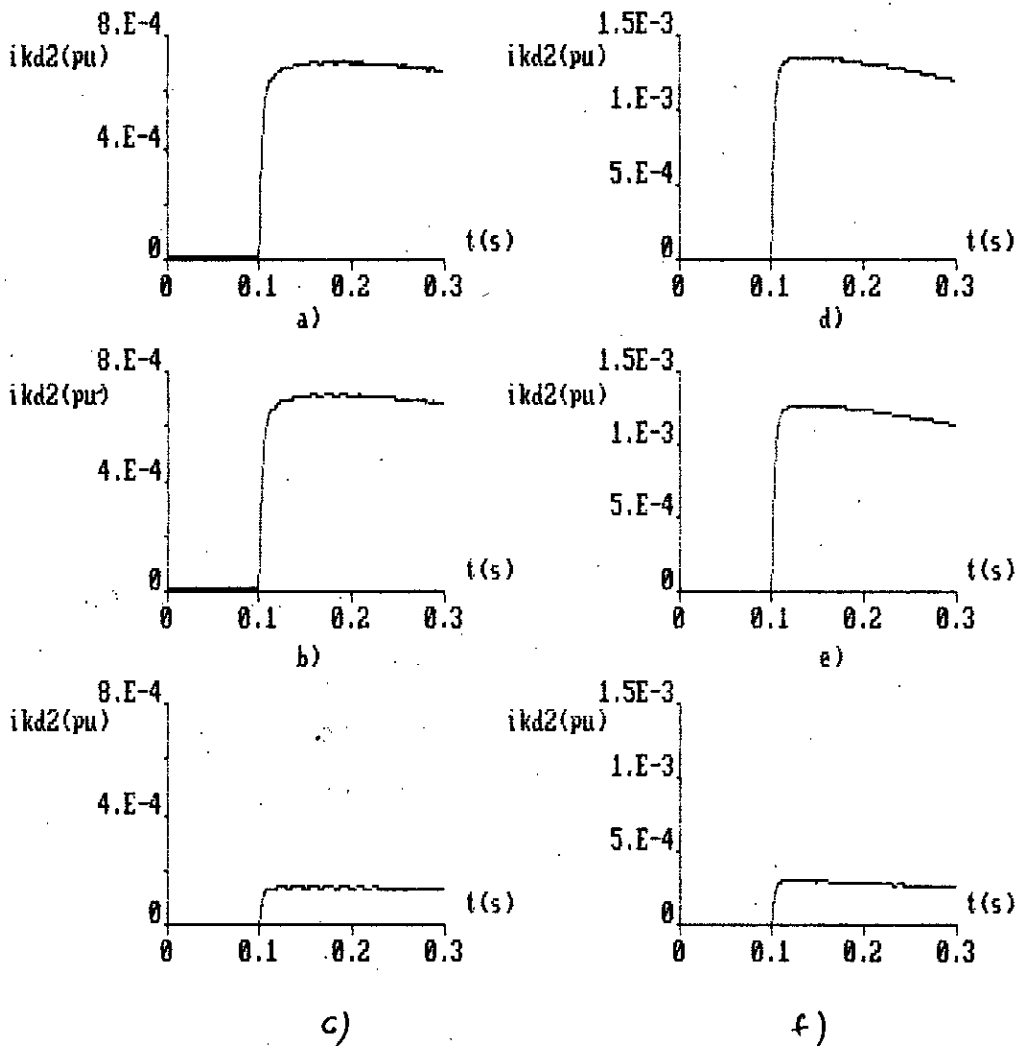


Figure (III.16): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe d, lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

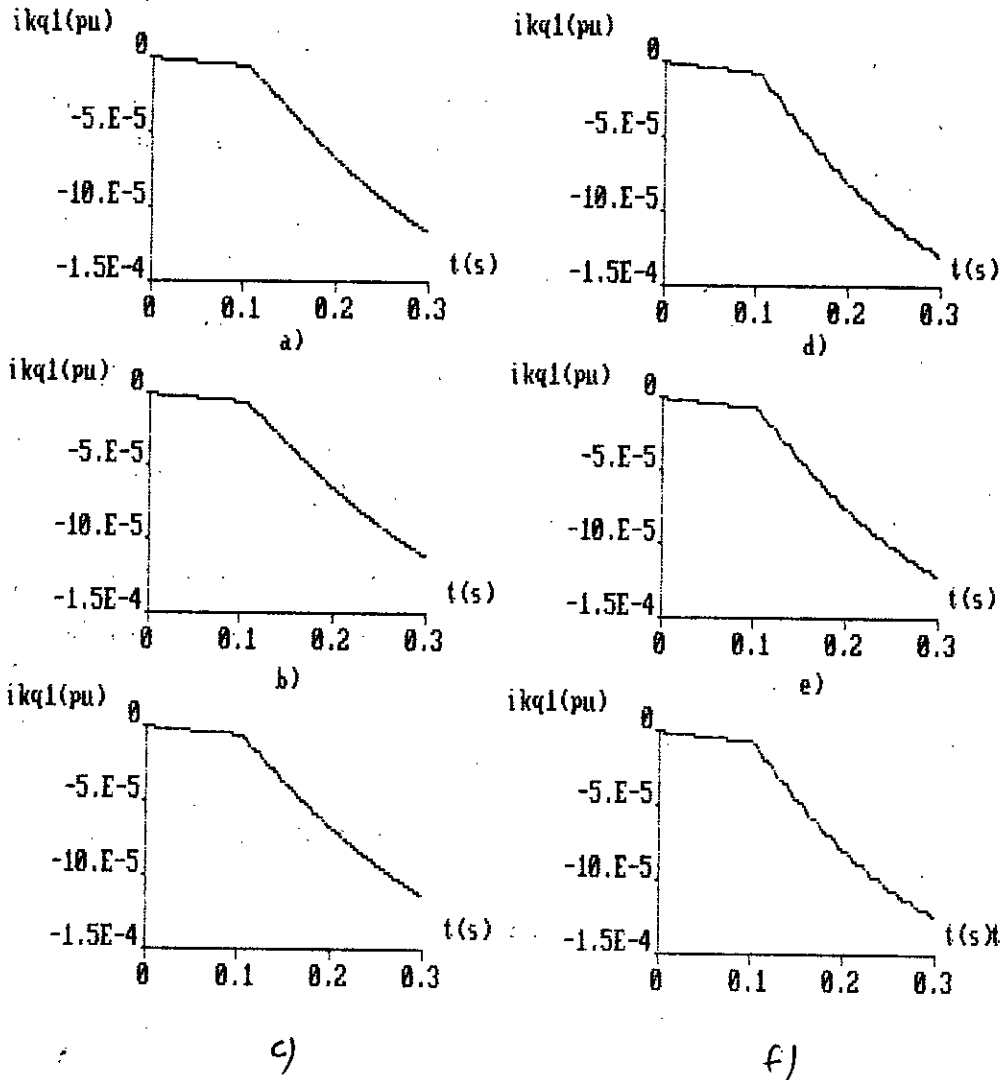


Figure (III.17): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q, lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

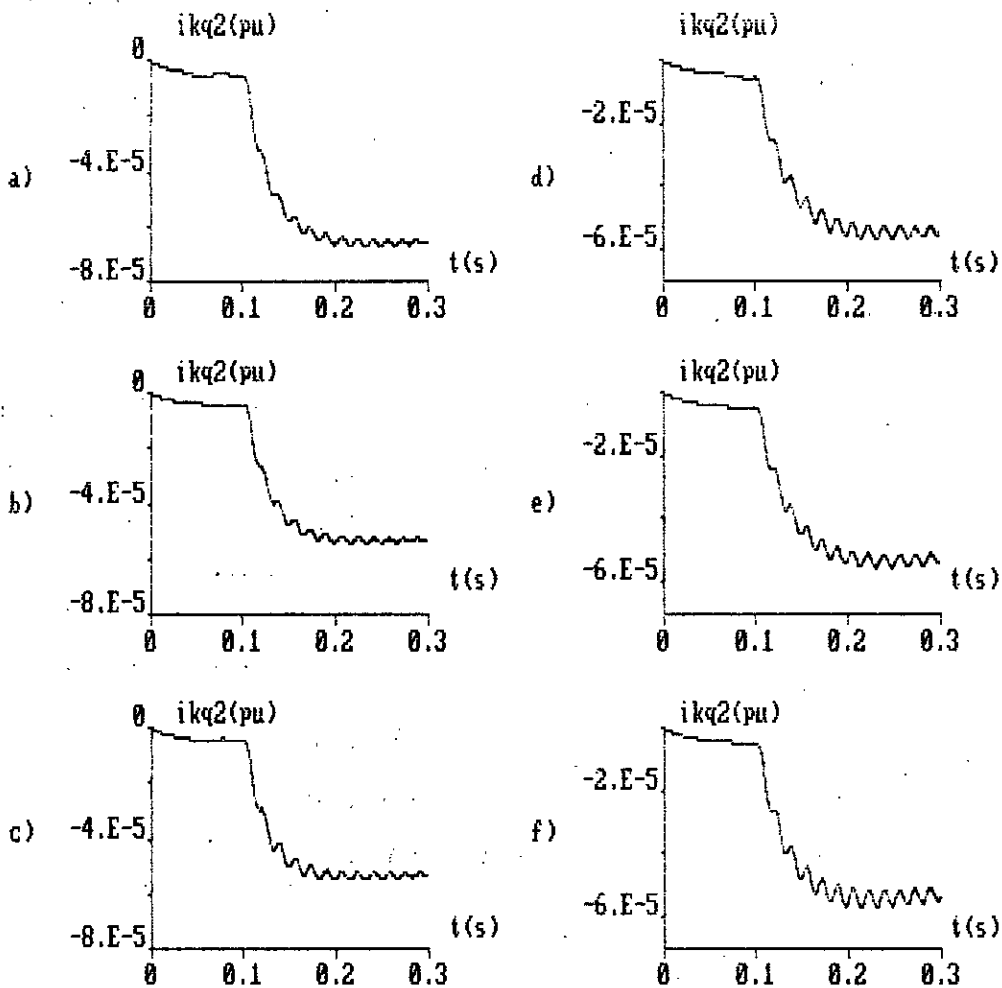


Figure (III.18): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q , lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

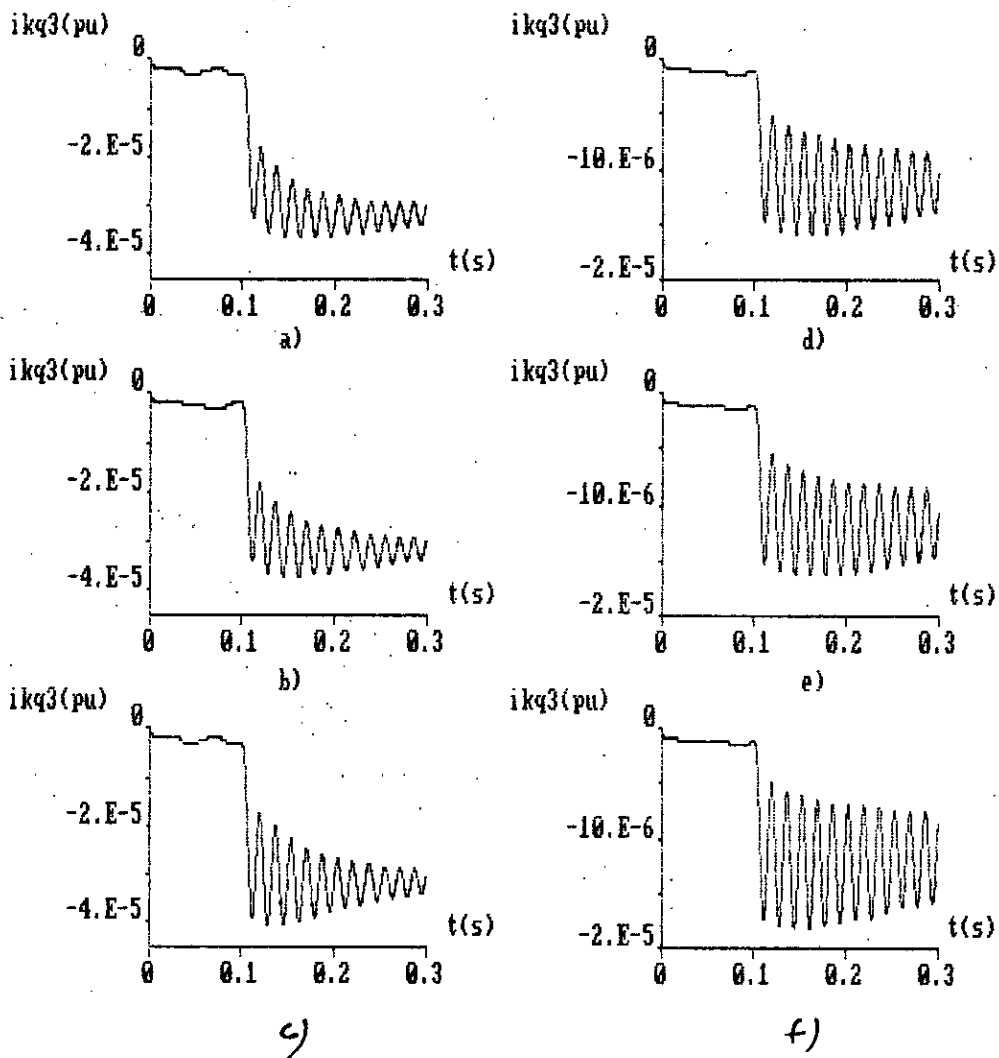


Figure (III.19): Variation du courant dans l'amortisseur d'axe q , lors d'un c-c aux bornes de l'enroulement d'excitation (à vide)

a), b), c) : machine à pôles saillants (Annexe III)

d), e), f) : turbogénérateur (Annexe III)

a), d) : méthode classique

b), e) : méthode itérative

c), f) : nouvelle méthode

II.6. CONCLUSION.

Les paramètres de la machine synchrone peuvent être déterminées avec précision en utilisant la nouvelle méthode généralisée pour le modèle du 3^{eme} ordre.

Les trois méthodes de détermination des paramètres de la machine synchrone aboutissent aux mêmes résultats pour le couple et le courant statorique. La nouvelle méthode diffère des autres dans le calcul des grandeurs rotoriques, surtout pour l'axe d (court-circuit triphasé à vide).

CHAPITRE IV

ETUDE COMPARATIVE

IV.1 INTRODUCTION.

Le problème de représentation de la machine synchrone, en particulier du rotor, a souvent été traité, devenant ainsi l'objet de nombreuses recherches et de discussions [25], [38-42].

C'est ainsi que dans la littérature, on trouve une grande variété de modèles mathématiques d'alternateur. Entre ces modèles, c'est surtout la complexité du rotor qui diffère.

Les paramètres des modèles étudiés, sont déterminés à l'aide de la nouvelle méthode.

L'étude présentée dans ce chapitre est consacré à l'analyse de l'influence de la complexité des modèles du rotor sur :

- les réponses fréquentielles ;
- court-circuit triphasé ;
- la stabilité dynamique ;
- démarrage en asynchrone .

* Remarque

Le modèle $(1d,1q)$ contient un amortisseur selon les deux axes. L'amortisseur d'axe q caractérise la composante subtransitoire.

IV.2 REPONSES FREQUENTIELLES.

La machine considérée dans cette étude est à pôles saillants à rotor massif (Annexe III).

La figure (IV.1) représente le module et la phase des fonctions $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$ en fonction de la fréquence. Nous remarquons que pour les modèles (1d), (2d), (1q), (2q) et (3q), le module des fonctions $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$ est caractérisé par la réactance transitoire en basse fréquence, et en haute fréquence par la réactance subtransitoire pour les modèles (1d) et (2q), et la réactance sub-subtransitoire pour les modèles (2d) et (3q).

En ce qui concerne le modèle (1q), du fait qu'on ne tienne pas compte des grandeurs transitoires, la valeur du module de la fonction $x_q(j\omega)$ est décalé de celle de la réactance transitoire par rapport au au modèle (2q).

En haute fréquence, les phases des fonctions opérationnelles $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$ tendent vers l'angle 0.

Le module de la fonction de transfert $G(j\omega)$, est le même pour les deux modèles (1d) et (2d). Sa valeur descend de 0.3 jusqu'à 0, quand la fréquence augmente (figure(IV.2.a)).

La phase de $G(j\omega)$ est confondue pour les deux modèles en basse fréquence, puis s'écarte, et enfin revient de nouveau en haute fréquence (figure (IV.2.b)).

La figure (IV.3) présente dans un plan gaussien, les admittances opérationnelles $1/x_d(j\omega)$ et $1/x_q(j\omega)$. Les réactances $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$ peuvent être déterminées avec une précision suffisante, en utilisant les tests de réponses en fréquence à l'arrêt, avec une gamme de fréquence variant de 0.001 Hz à 500 Hz [15-20, 25].

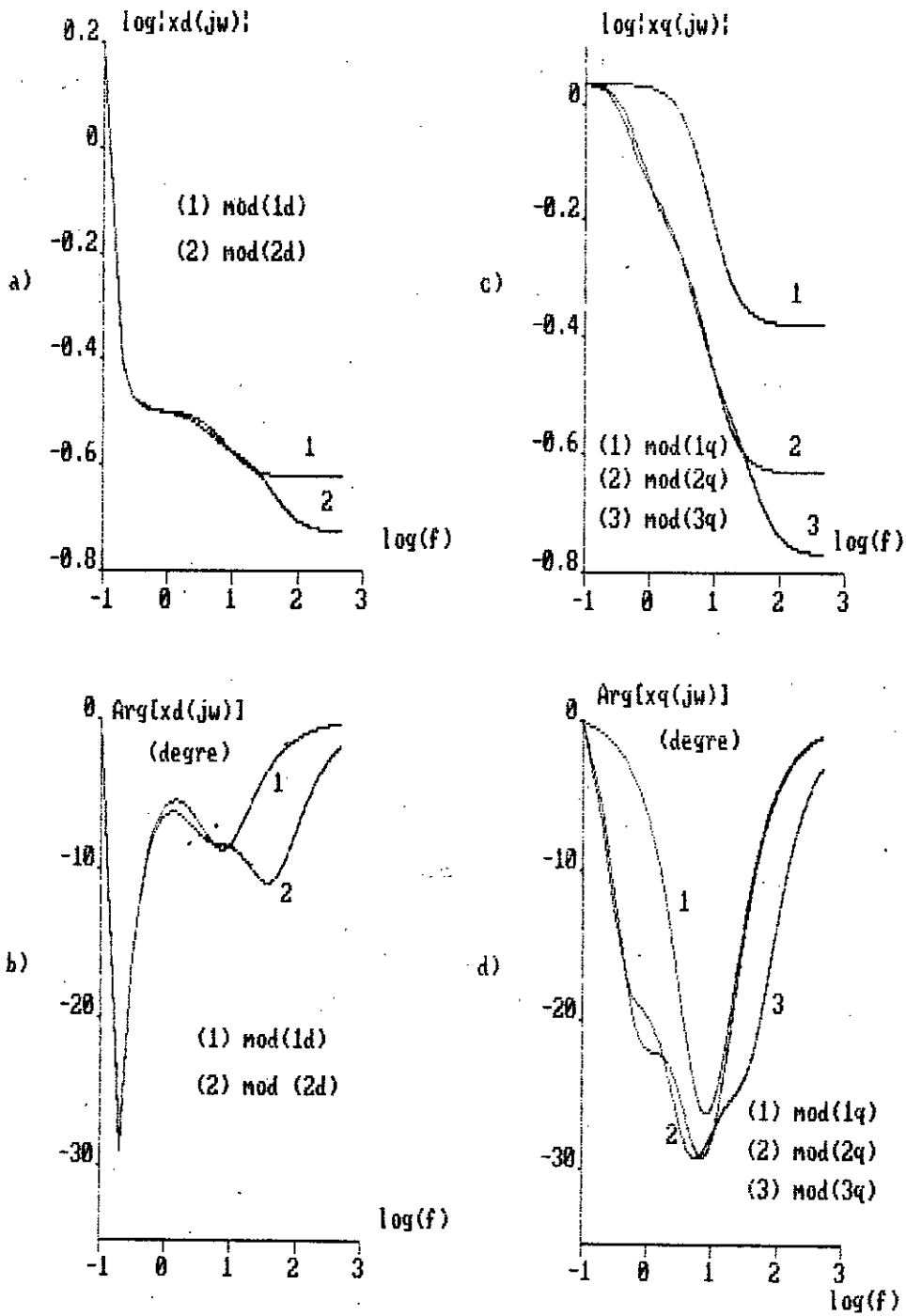


Figure (IV.1) : Variation du module et de la phase des fonctions $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$, en fonction de la fréquence

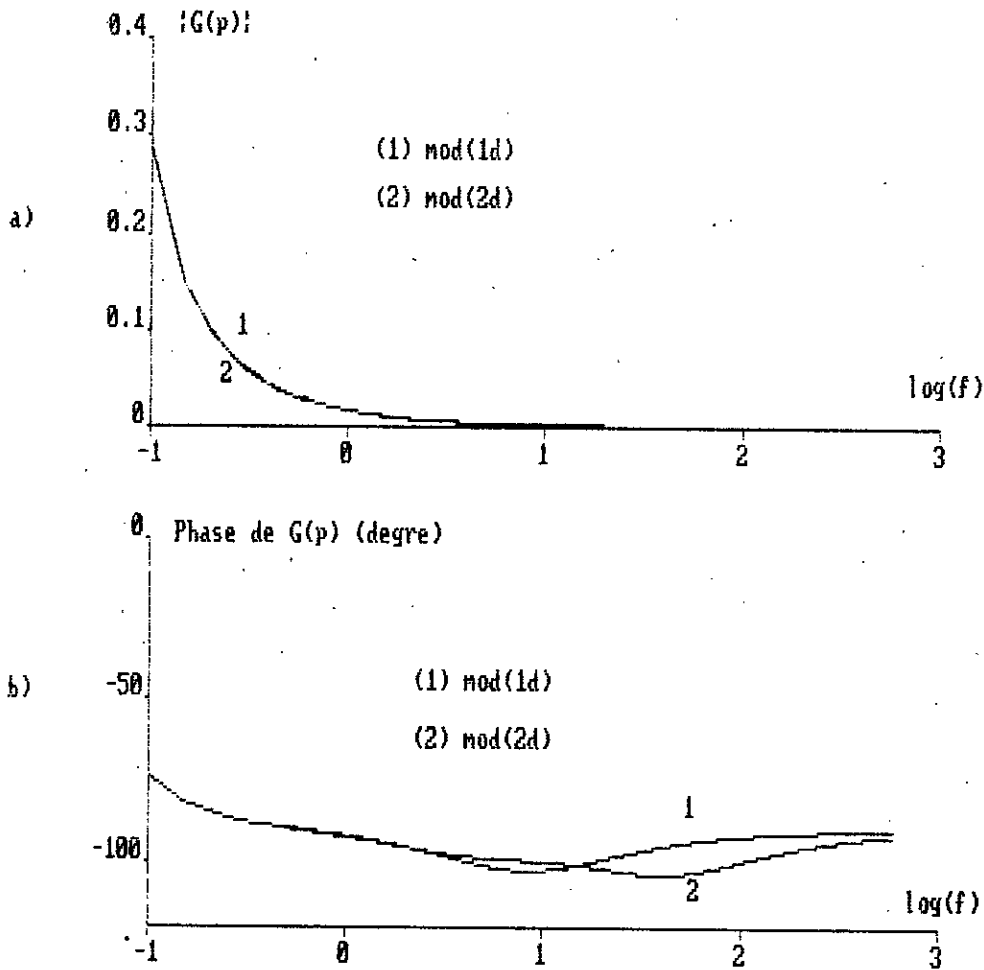


Figure (IV.2) : Variation du module et de la phase de la fonction de transfert $G(j\omega)$ en fonction de la fréquence

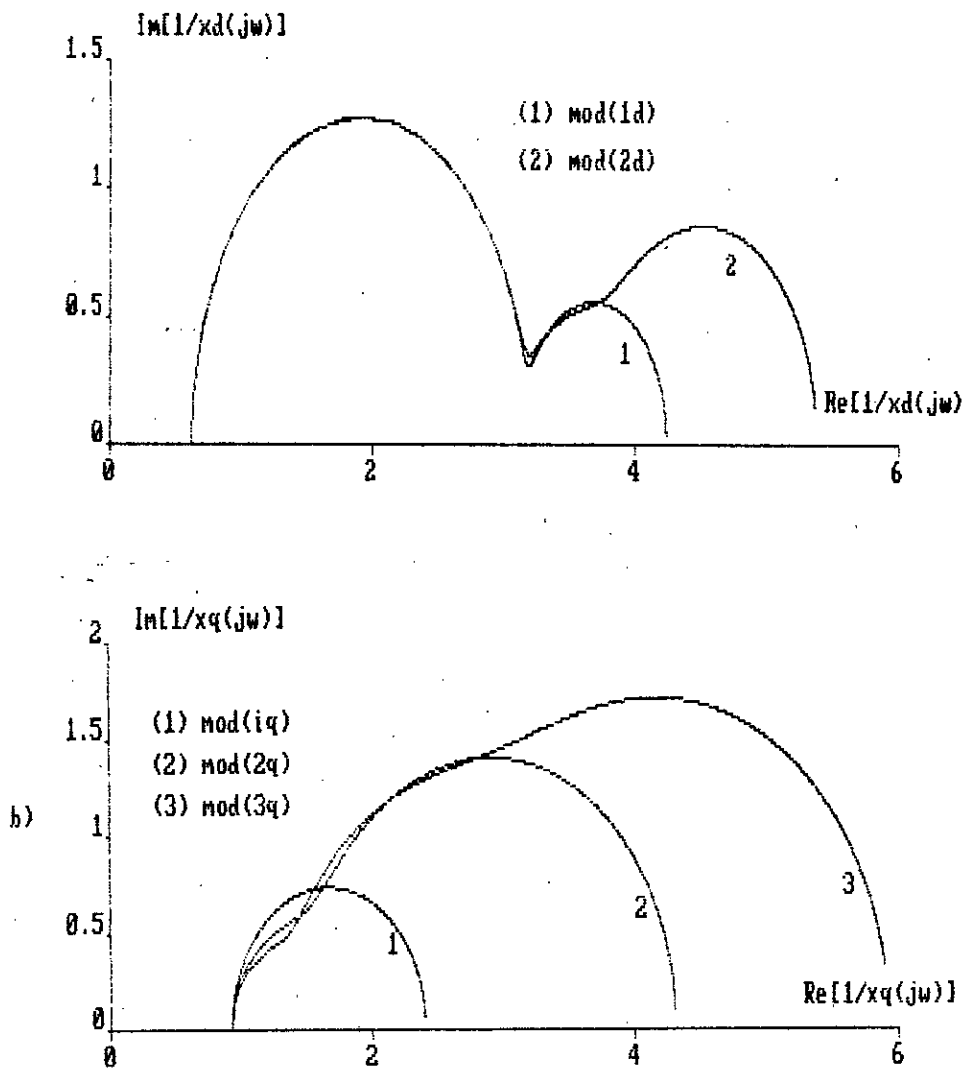


Figure (IV.3): Caractéristiques fréquentielles des fonctions $x_d(p)$ et $x_q(p)$, dans un plan gaussien

Ces tests montrent la coïncidence des caractéristiques fréquentielles pour les modèles (2d) et (3q), avec celles des mesures [25]. Nous remarquons, qu'au delà de la fréquence 10 Hz le modèle (1d,2q) n'est pas suffisant pour représenter les caractéristiques fréquentielles des fonctions $x_d(j\omega)$ et $x_q(j\omega)$ (figure (IV.3)). Cette déviation est due aux courants de Foucault (l'effet de peau), dans les parties massives du rotor [25]. Cela veut dire que pour un tel processus, on tient compte outre les grandeurs transitoires et subtransitoires, des grandeurs sub-subtransitoires x_d'''' , x_q'''' , T_d'''' , et T_q'''' . Avec les valeurs sub-subtransitoires, la machine à rotor massif peut être traitée avec une précision suffisante.

IV.3. L'EFFET DES GRANDEURS SUB-SUBTRANSITOIRES SUR LE COMPORTEMENT DE LA MACHINE.

La modélisation de la machine avec trois circuits rotoriques selon les deux axes (modèle (2d,3q)), n'est pas toujours nécessaire. Il existe des cas, dont la simulation avec les modèles (1d,1q) et (1d,2q) donne des résultats acceptables.

Nous montrerons l'influence du choix de la simulation, pour trois cas avec deux types de machine.

IV.3.1. Court-circuit triphasé.

Pour la machine à pôles saillant à rotor massif (Annexe III), les courants et le couple sont calculés dans le cas d'un court-circuit triphasé en charge, en fonctionnement générateur.

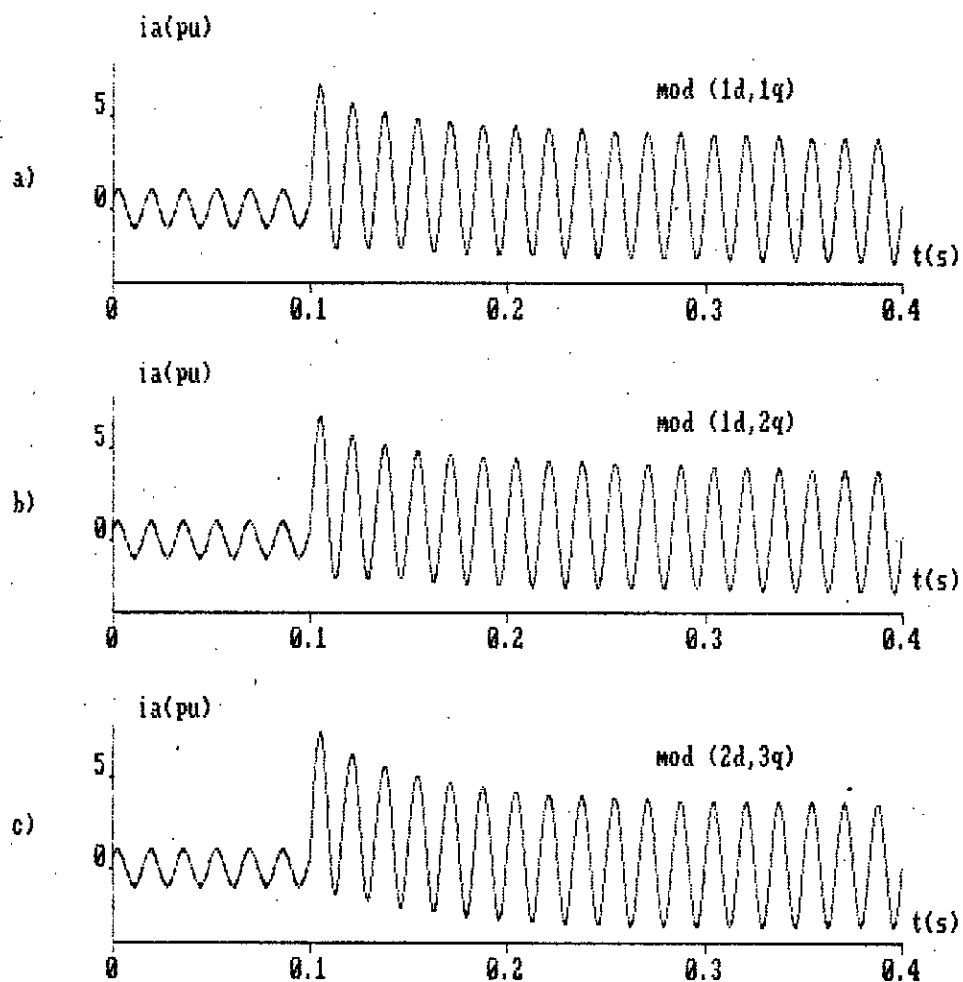


Figure (IV.4): Variation du courant de phase lors
d'un c-c triphasé en charge.

machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

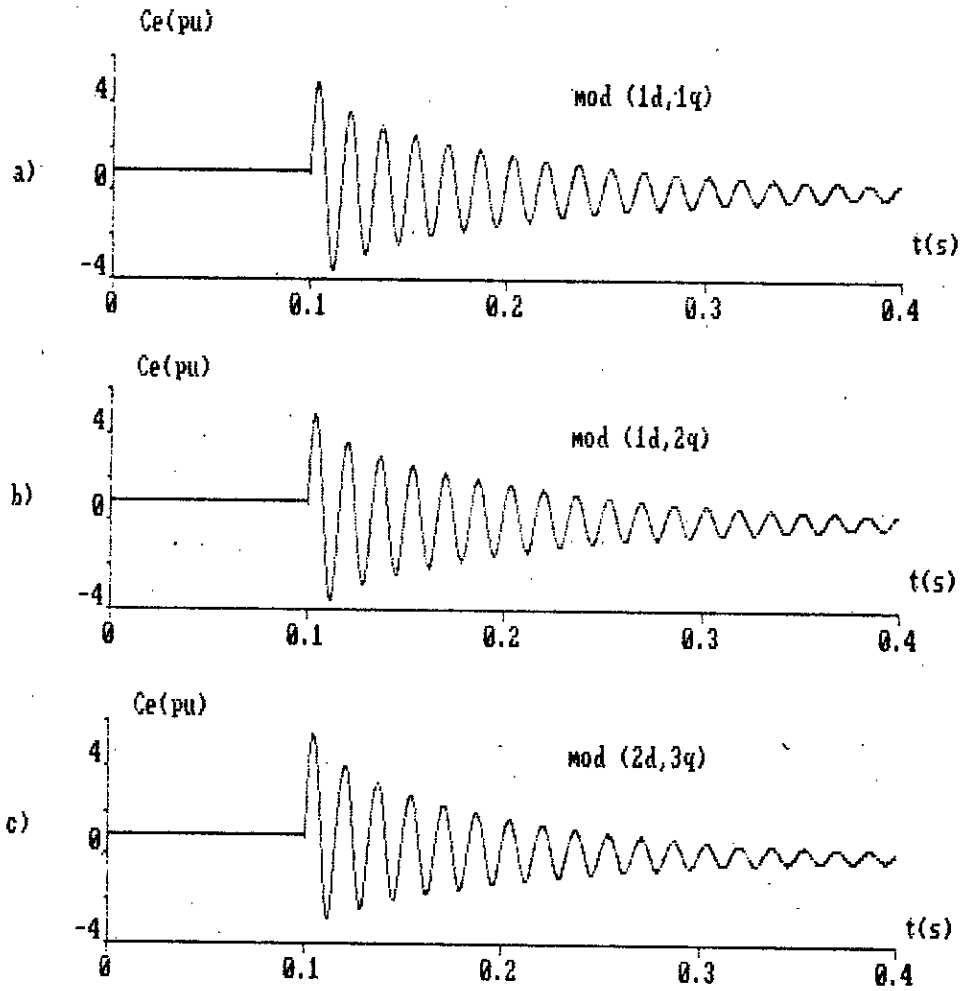


Figure (IV.5): Variation du couple électromagnétique
lors d'un c-c triphasé en charge.

machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

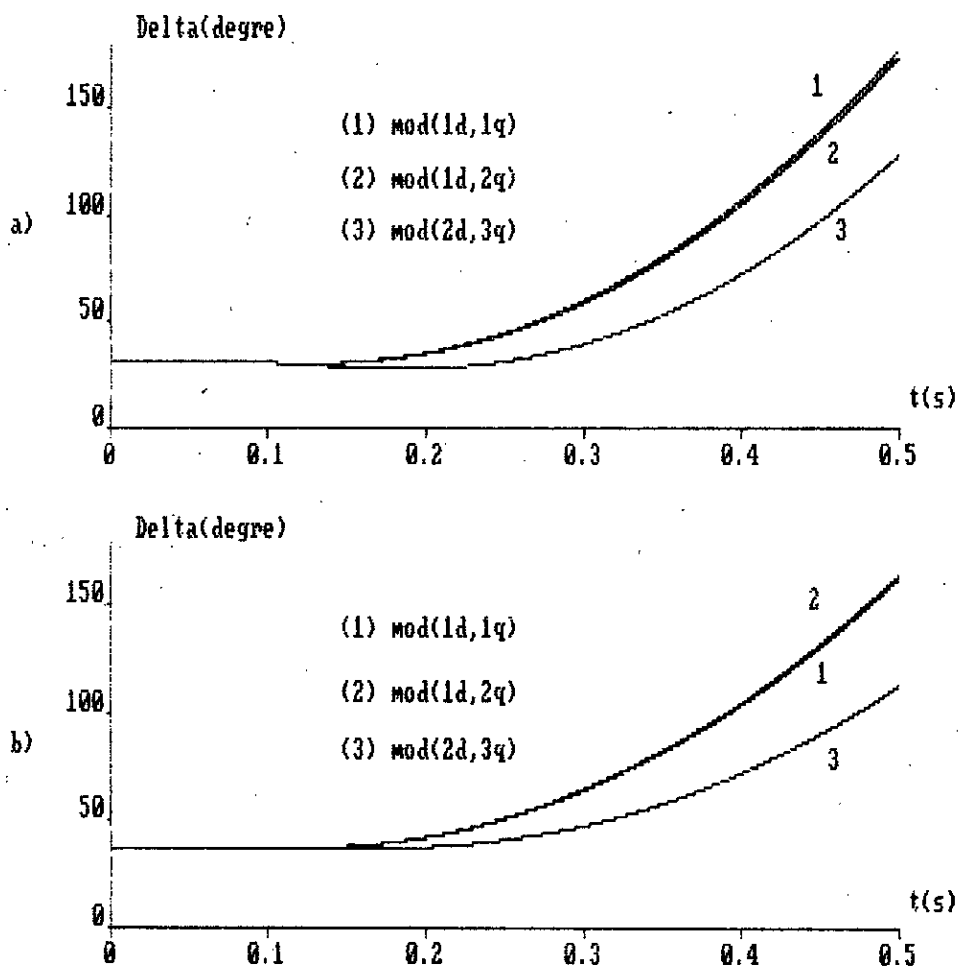


Figure (IV.6): Variation de l'angle interne δ lors d'un c-c triphasé en charge.

- a) machine à pôles saillants, à rotor massif (Annexe III)
- b) turbogénérateur (Annexe III)

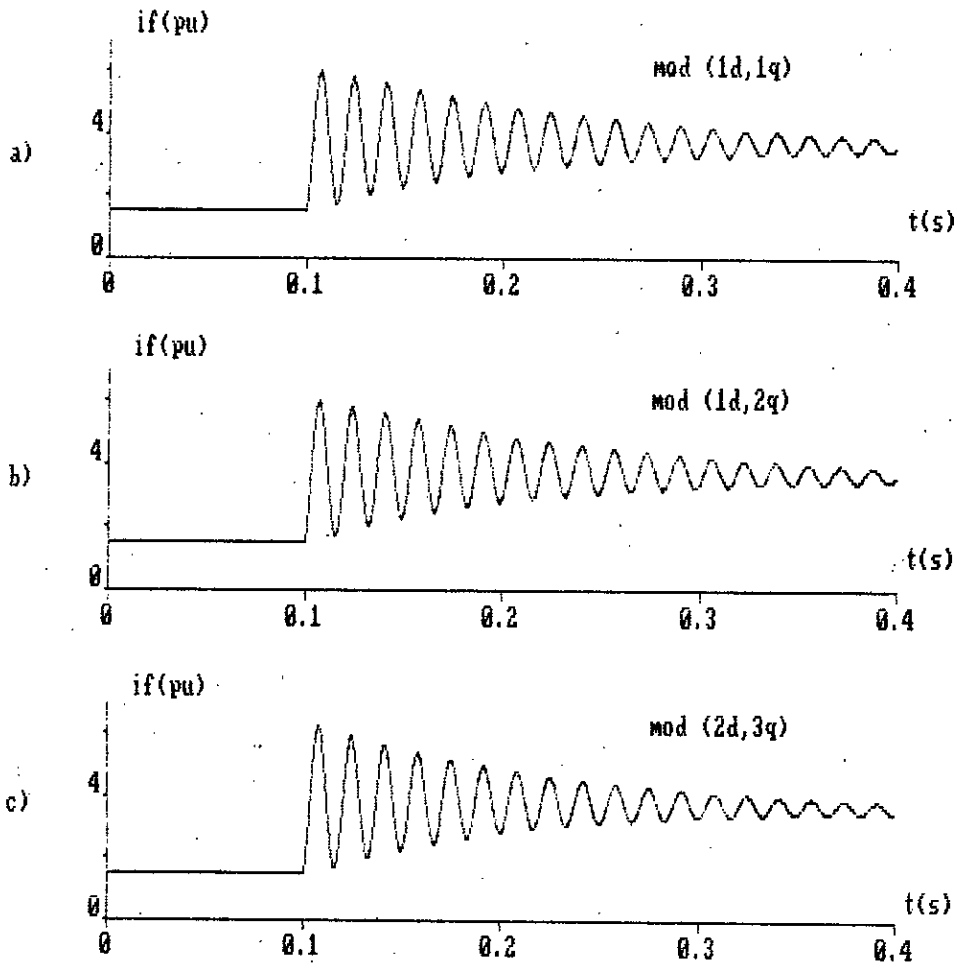


Figure (IV.7): Variation du courant d'excitation
lors d'un c-c triphasé en charge.

machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

La comparaison entre les courbes de courant de phase, pour les modèles (1d,1q), (1d,2q) et (2d,3q), montre qu'il n'y a pratiquement aucune différence (figure (IV.4)). La composante sub-subtransitoire disparaît avec la constante de temps $T_d''' = 3.2 \text{ ms}$ de l'apparence du premier pic de courant.

Nous remarquons que les modèles (1d,1q) et (1d,2q), donnent le même couple figure (IV.5). Cependant dans la figure (IV.5.c), on distingue une remarquable asymétrie du couple pulsatoire, et donc la valeur moyenne du couple pour le modèle (2d,3q) est supérieure à celles des modèles (1d,1q) et (1d,2q). La valeur moyenne du couple de court-circuit, donne le couple asynchrone de freinage.

Cette différence du comportement du couple, est nettement apparente lors de la variation de l'angle interne en fonction du temps (figure (IV.6)). Pour un temps de court-circuit égale 0.5 s, l'angle interne atteint la valeur 180 degré pour les modèles (1d,1q) et (1d,2q), et égale 125 degré pour le modèle (2d,3q) (figure (IV.6.a)).

Le processus " back-swing " (oscillations en arrière), n'est pas déterminé proprement dans le cas des modèles (1d,1q) et (1d,2q).

La figure (IV.7) présente la variation du courant d'excitation en fonction du temps, nous remarquons qu'il n'ya aucune différence entre les modèles.

VI.3.2 Stabilité dynamique

Le processus " back-swing ", affecte la stabilité du générateur [26], et donc il doit être calculé correctement.

Pour montrer cet effet, la stabilité du générateur à pôles saillants (Annexe III), est étudiée dans le cas d'un court-circuit triphasé, dans un réseaux (H.T) (figure (IV.8)). Dans ce calcul, nous négligeons la commande de la tension et de la vitesse. Le défaut est supprimé après un temps de 0.4 s .

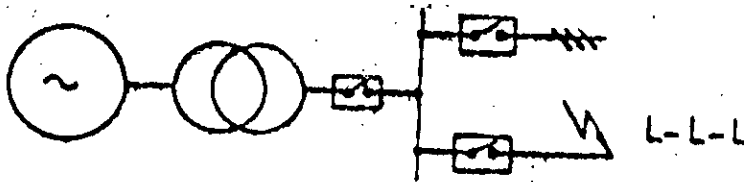


Figure (IV.8): Montage permettant l'étude de la stabilité dynamique

L'étude du modèle (2d,3q), représente correctement les caractéristiques fréquentielles de la machine et montre que l'angle interne atteint la valeur 160 degré; d'où le générateur conserve sa stabilité (figure (IV.10.b)).

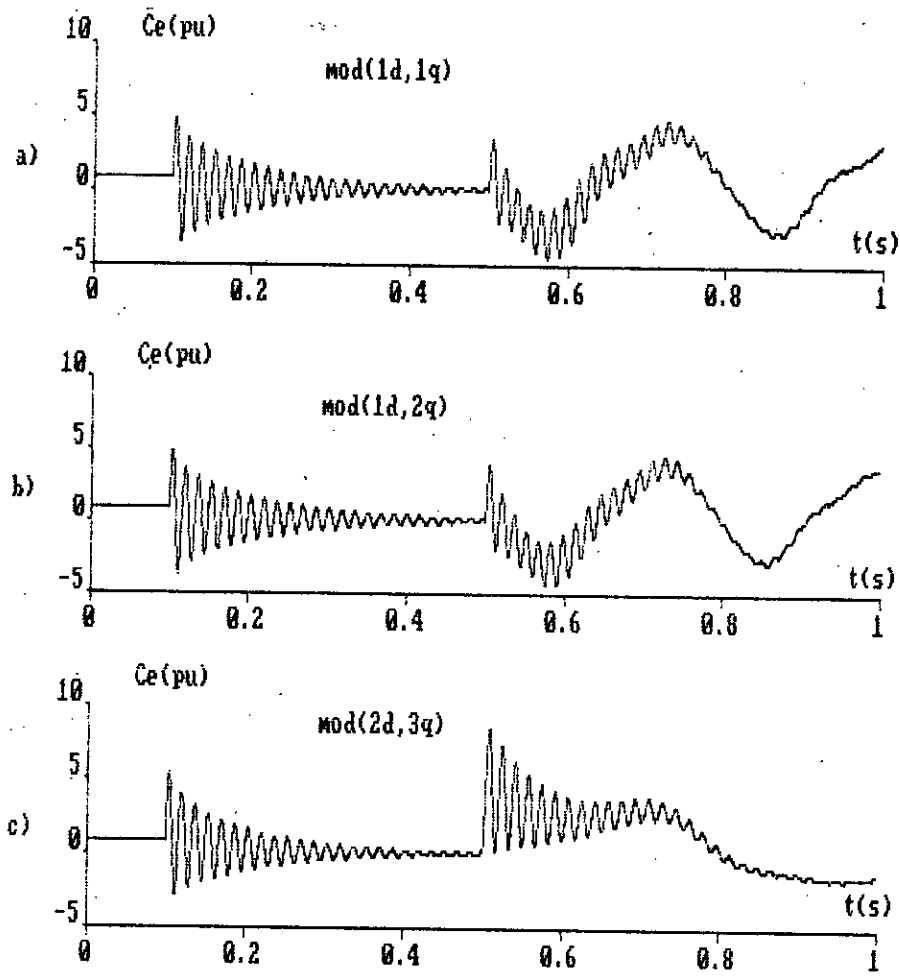


Figure (IV.9): Variation du couple électromagnétique lors de la suppression du c-c.

machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

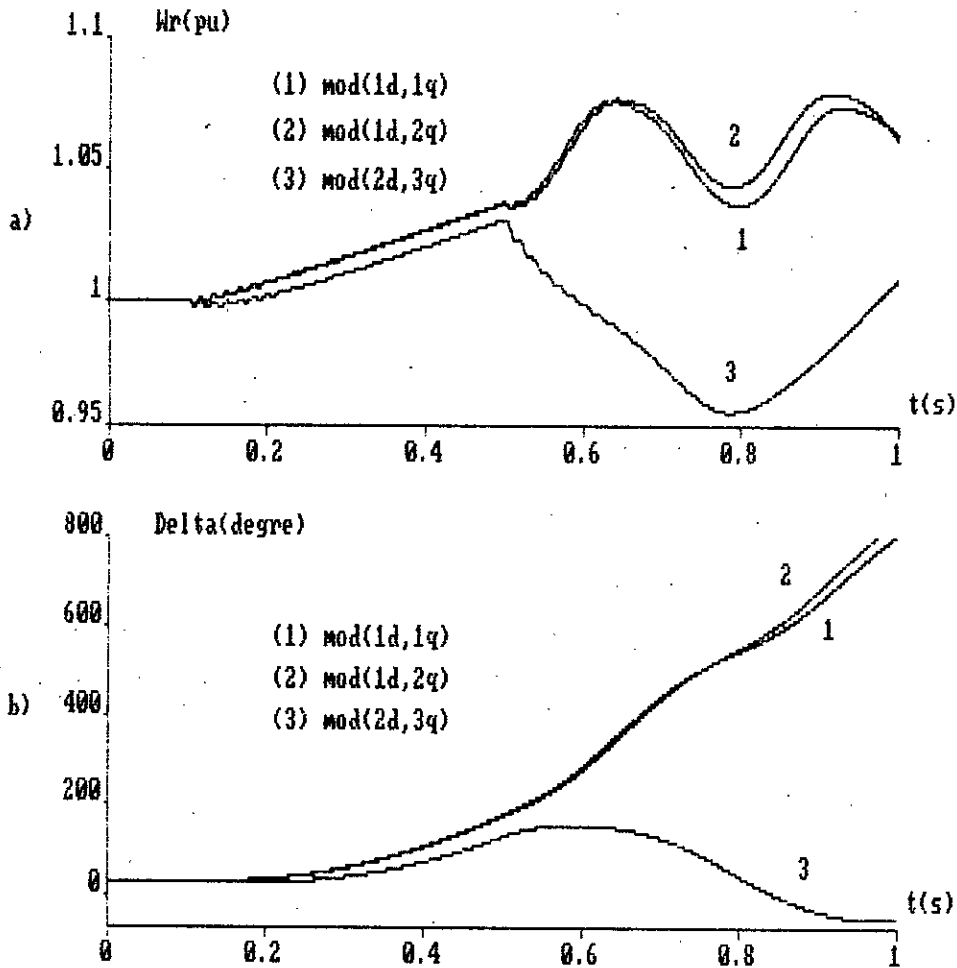


Figure (IV.10): a) Variation de la vitesse de rotation Ω lors de la suppression du c-c :

b) Variation de l'angle interne δ , lors de la suppression du c-c.

machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

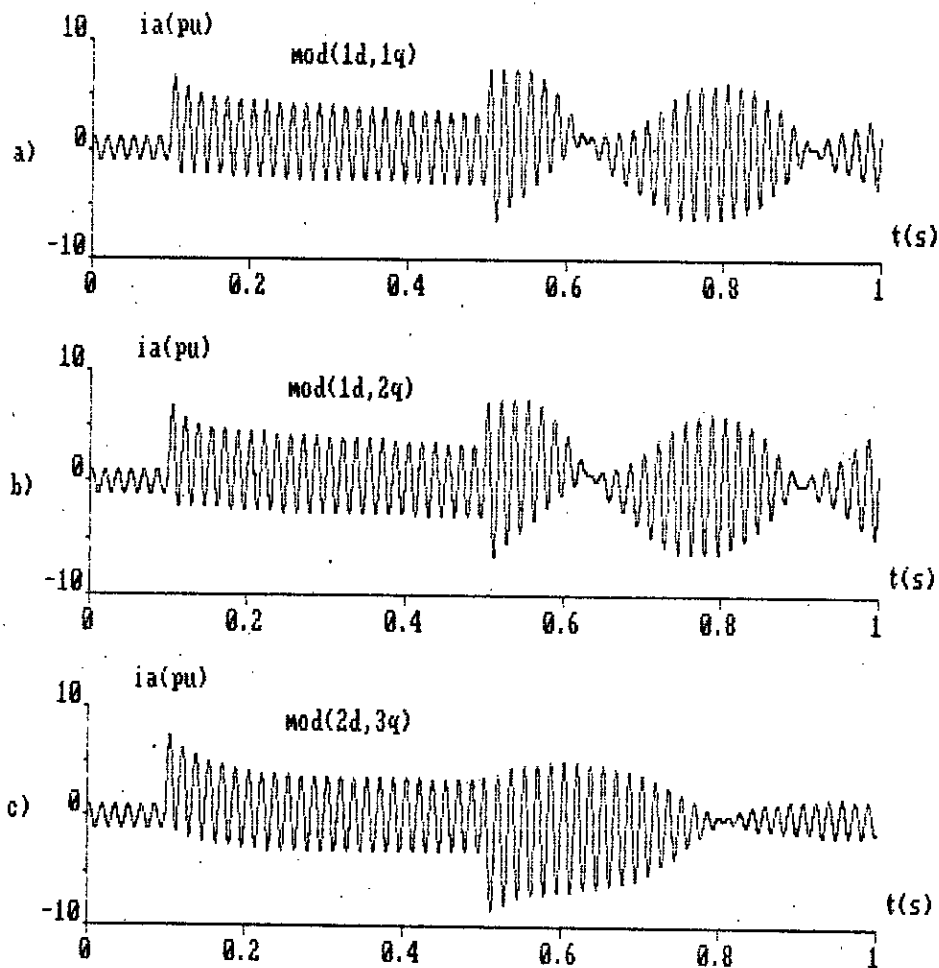


Figure (IV.11): Variation du courant de phase
 lors de la suppression du c-c.
 machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

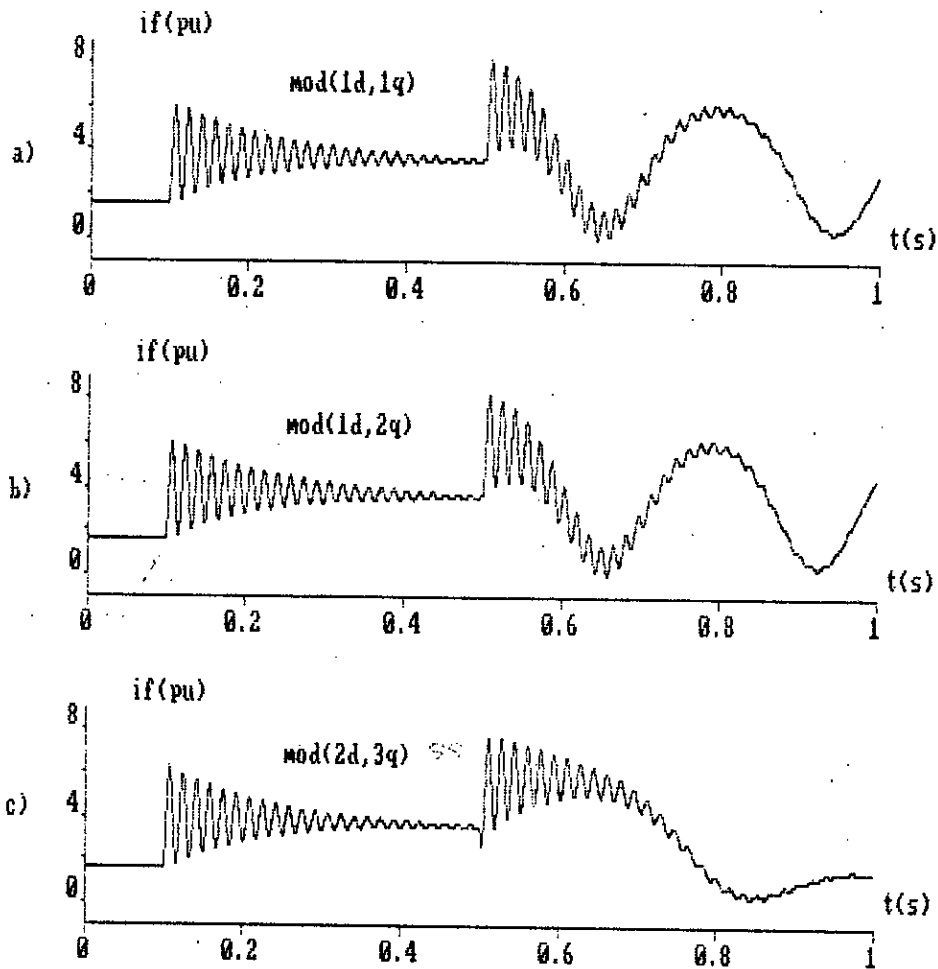


Figure (IV.12): Variation du courant d'excitation
 lors de la suppression du c-c
 machine à pôles saillants à rotor massif (Annexe III)

La simulation avec les modèles (1d,1q) et (1d,2q), indique que le générateur perd le synchronisme (figure (IV.10.b)). Ce résultat incorrect est dû, à l'inadéquation des modèles cités précédemment, lors de la détermination du couple asynchrone de freinage durant le court-circuit.

VI.3.2 Démarrage en asynchrone.

Le processus de démarrage dynamique des moteurs est souvent simulé par le modèle (1d,2q). Normalement il n'est pas question de connaître le type de machine (à rotor massif ou laminaire, etc.).

paradoxalement, certains chercheurs disent que la théorie des deux axes ne peut pas être appliquée dans le cas de démarrage en asynchrone en quasi-stationnaire des machines à pôles saillants à rotor massif [25]. Ce désavantage de la théorie conventionnelle est éliminé, par l'utilisation des caractéristiques fréquentielles de la machine.

Si nous représentons les fonctions $1/x_d(j\omega)$ et $1/x_q(j\omega)$ dans un plan gaussien (figure (IV.3)), nous trouvons les fameuses caractéristiques avec l'hypothèse $r_a = 0$. L'interprétation de ces courbes est connue par la théorie des machines asynchrones; la partie réelle donne la composante réactive du courant de phase et la partie imaginaire donne le couple asynchrone.

Pour un modèle ayant (n) circuit rotriques selon les deux axes, le couple asynchrone est donné par [24] :

$$C_{asy} = - \frac{v_m^2}{2} \text{Im} \{ 1/x_d(j\omega) + 1/x_q(j\omega) \}$$

En développant l'expression précédente du couple asynchrone nous obtenons :

$$C_{asy} = -\frac{V_m^2}{2} \left\{ \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{g_w T'_d}{1 + (g_w)_s^2 T_d'^2} + \dots \right.$$

$$\left. \left(\frac{1}{x_d^{(n)}} - \frac{1}{x_d^{(n-1)}} \right) \frac{g_w T_d^{(n)}}{1 + (g_w)_s^2 T_d^{(n)2}} + \dots \right.$$

$$\left. \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{g_w T'_q}{1 + (g_w)_s^2 T_q'^2} + \dots \right.$$

$$\left. \left(\frac{1}{x_q^{(n)}} - \frac{1}{x_q^{(n-1)}} \right) \frac{g_w T_q^{(n)}}{1 + (g_w)_s^2 T_d^{(n)2}} \right\}$$

V_m : la valeur maximale de la tension simple

La figure (IV.13) présente la caractéristique couple, glissement, pour différents modèles, avec une tension terminale constante de 100%. Les modèles (1d,1q) et (1d,2q) donnent pratiquement le même résultat quand le glissement varie de 0 à 0,2, la déviation devient importante quand le glissement augmente.

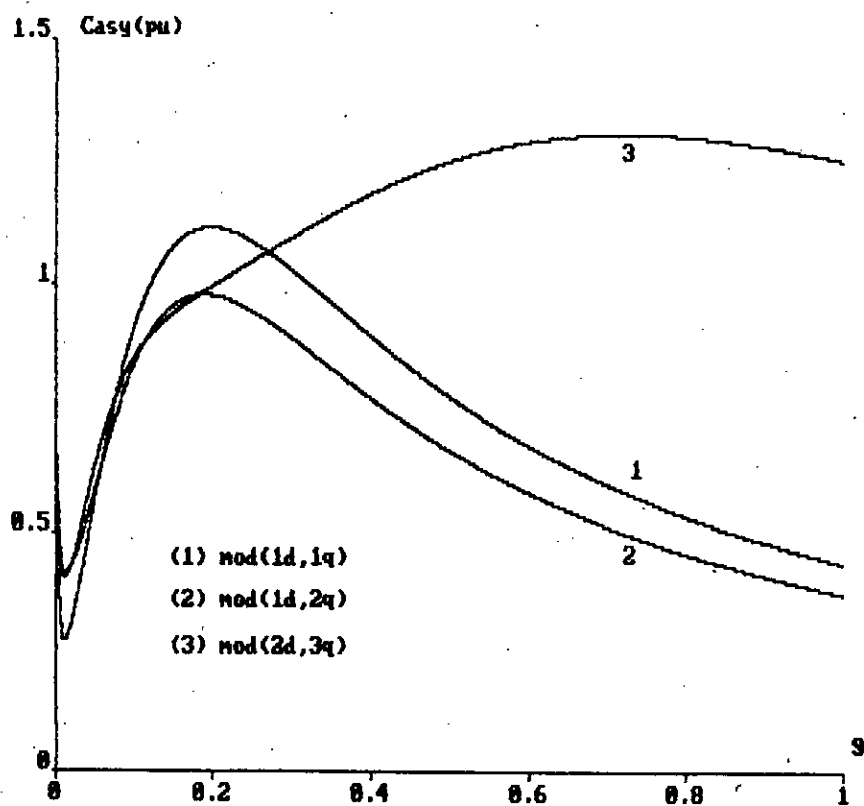


Figure (IV.13): Variation du couple asynchrone en fonction du glissement

Les figures (IV.14), (IV.15) et (IV.16) présentent le processus du démarrage dynamique à vide, ce dernier est étudié aussi pour une tension constante de 100%, en plus la position du rotor reste la même pour tous les modèles.

Nous remarquons que les modèles (1d,1q) et (1d,2q) donnent à peu près le même résultat. Tandis que, nous constatons pour le modèle (2d,3q) une grande différence des courbes; couple, vitesse et courant de phase par rapport aux autres modèles. Les figures (IV.14.C), (IV.15) et (IV.16.c) représentent les performances correctes.

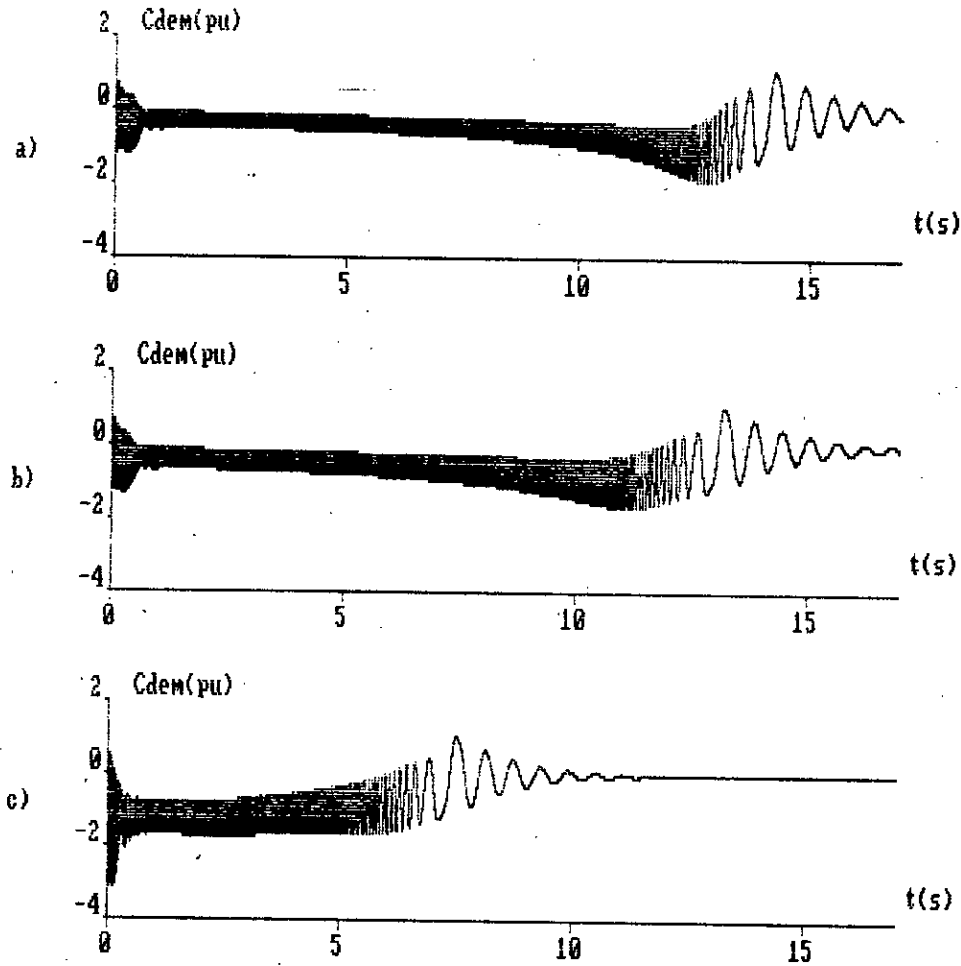


Figure (IV.14): Variation du couple de démarrage en fonction du temps (régime dynamique)

a) modèle (1d, 1q)

b) modèle (1d, 2q)

c) modèle (2d, 3q)

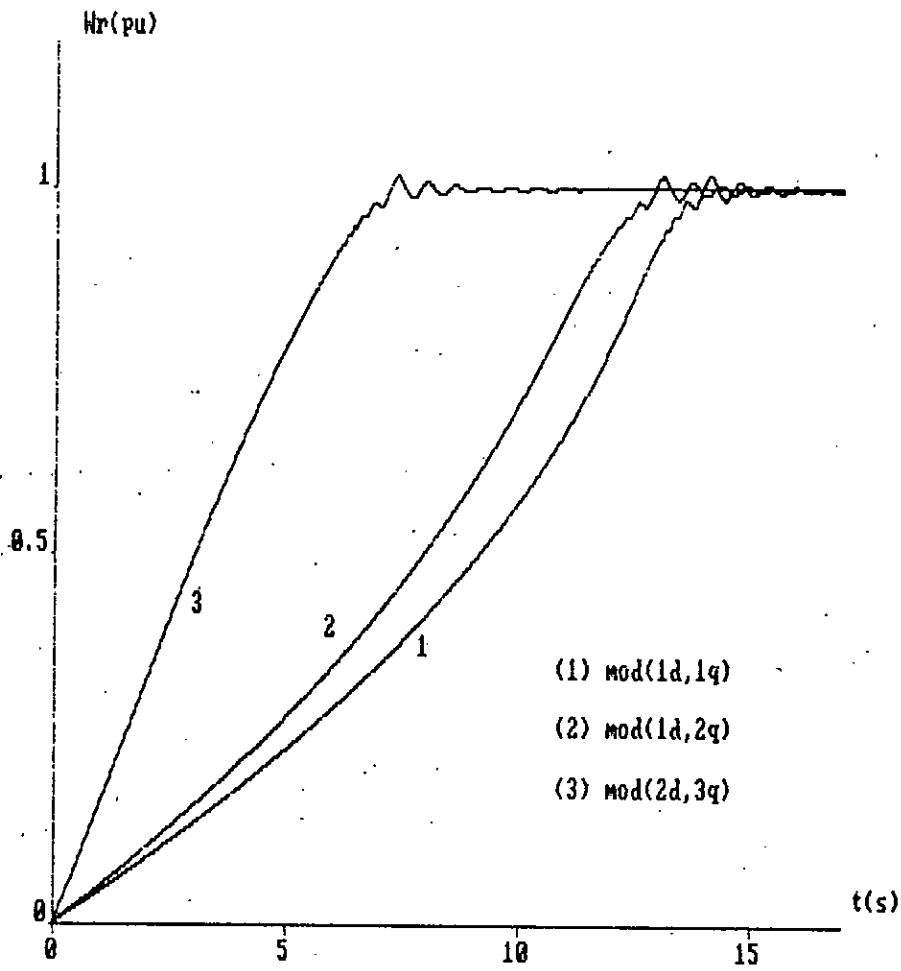


Figure (IV.15): Variation de la vitesse de rotation lors du démarrage en asynchrone.

(régime dynamique)

105

Figure (IV.16): L'évolution du courant de phase lors du démarrage en asynchrone.

(régime dynamique)

a) modèle (1d, 1q)

b) modèle (1d, 2q)

c) modèle (2d, 3q)

106

VI.4 CONCLUSION

Dans l'étude du fonctionnement dynamique de la machine synchrone, la modélisation avec seulement les grandeurs transitoires et sub-transitoires, c'est à dire avec deux circuits rotoriques selon les deux axes, est souvent suffisante, mais pas toujours. Car les courants de Foucault (l'effet de peau) dans les parties massives du rotor, impliquent l'introduction de trois circuits rotoriques selon les deux axes pour obtenir une modélisation précise et suffisante des fonctions $x_d(j\omega)$, $x_q(j\omega)$ de la machine considérée.

L'opinion disant que les constantes de temps sub-subtransitoires, qui varient entre 0.001 et 0.005 s, n'ont pas d'effet sur le comportement de la machine n'est pas correct. La considération de ces petites constantes de temps donne une détermination exacte du couple asynchrone de freinage.

Les grandeurs sub-subtransitoires sont absolument nécessaires pour une évaluation réaliste des processus de démarrage à l'arrêt et dynamique pour les machines à rotor massif.

CONCLUSION GENERALE

Le travail accompli comprend deux aspects :

- le premier concerne les méthodes de détermination des paramètres de machine synchrone;
- le second, l'influence des modèles de structures sur les réponses transitoires.

L'étude a révélé que les trois méthodes de détermination des paramètres donnent pratiquement les mêmes résultats pour deux types de perturbations (court-circuit triphasé à vide et court-circuit à vide aux bornes de l'enroulement d'excitation); exception faite aux courants rotoriques selon l'axe direct. Dans le modèle (2d,3q), l'écart entre les courants rotoriques selon l'axe longitudinal calculé par la nouvelle méthode et les deux méthodes classiques, est plus grand que dans le cas du modèle (1d,2q).

L'étude de l'influence de la complexité du modèle rotorique sur le comportement de la machine a été menée sur des modèles (1d,1q), (1d,2q) et (2d,3q). Nous noterons que cette étude s'est limitée aux :

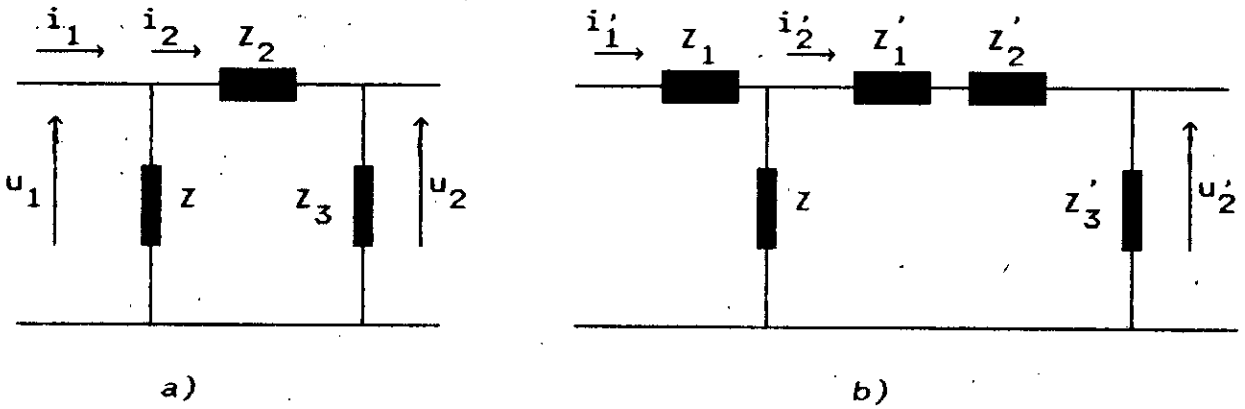
- caractéristiques fréquentielles des fonctions opérationnelles $x_d(p)$, $x_q(p)$ et $G(p)$;
- court-circuit en charge;
- stabilité dynamique;
- démarrage en asynchrone.

La simulation avec les modèles (1d,1q) et (1d,2q) donne pratiquement les mêmes résultats. L'introduction des grandeurs sub-transitoires est nécessaire pour la modélisation de la structure rotorique de machine synchrone pour mieux traiter l'effet des courants de Foucault dans les parties massives du rotor (effet de peau) et donc une meilleure détermination du couple de freinage. Elles sont souvent nécessaires pour une évaluation réelle des procédés de démarrage des machines synchrones à pôles saillants ou turbogénérateurs.

ANNEXE

ANNEXE I

I. TRANSFORMATION



Les circuits a et b sont identiques, Z'_1 , Z'_2 , i'_2 et u'_2 sont les grandeurs transformées.

L'équation de tension pour le circuit a :

$$u_1 = Z (i_1 - i_2) = Z_1 i_1 + (Z - Z_1) \left(i_1 - \frac{Z}{Z - Z_1} i_2 \right)$$

d'où on tire la transformation :

$$i'_2 = i_2 / k_r$$

$$u'_2 = k_r u_2$$

$$Z'_2 = k_r^2 Z_2$$

$$k_r = \frac{Z - Z_1}{Z}$$

L'équation de tension par le circuit b :

$$u_2 = (i_1 - i_2) Z - Z_2 i_2$$

$$u'_2 = (Z - Z_1) (i_1 - i'_2) - (Z'_1 + Z'_2) i'_2$$

avec

$$Z'_1 = -Z_1 \cdot k_r$$

Z_1 peut être choisi arbitrairement .

Si Z_1 a le même argument que Z , alors la constante de transformation k_r est une grandeur réelle.

ANNEXE II

I. DETERMINATION DE LA REACTANCE CARACTERISTIQUE x_c .

Pendant le test de court-circuit triphasé à vide, on enregistre le courant d'excitation en fonction de temps figure (II.4.a).

L'amplitude de la composante alternative $i_f \sim$ est représentée en fonction du temps dans un papier semi-logarithmique. Cela nous donne une ligne droite dont l'extrapolation à l'instant $t=0$, donne l'amplitude initiale de $i_f \sim$. A partir de ça, on détermine le rapport:

$$a = i_f \sim / i_{fo}$$

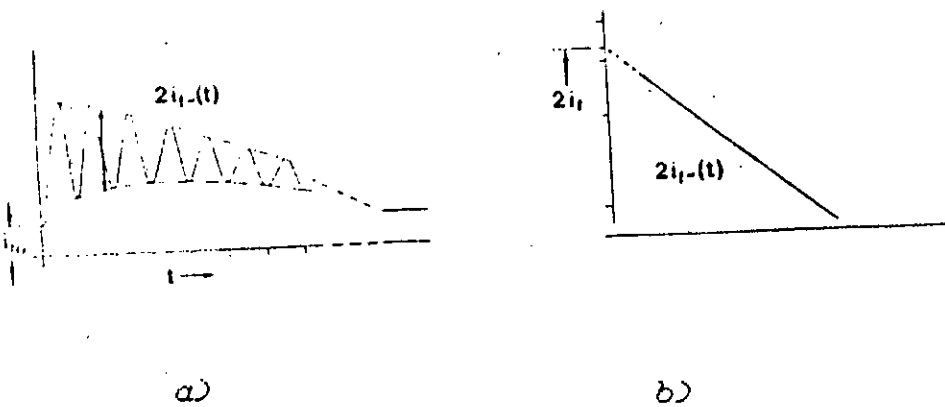


Figure (II.4): Détermination de la réactance caractéristique x_c à partir de l'essai de c-c triphasé à vide

Ce rapport peut se calculer à partir du circuit équivalent de la figure (II.2). En fonctionnement à vide le courant d'excitation i_{fo} correspond au courant de l'axe direct, dont sa valeur en (pu) est :

$$u = \frac{i_{fo}}{i_{f,ref}} (x_d - x_c) = \frac{i_{fo}}{i_{fn}}$$

i_{fn} : le courant d'excitation pour la tension nominale.

$i_{f,ref}$: la valeur de référence du courant d'excitation.

En court-circuitant le stator, le courant alternatif progresse dans le circuit d'excitation.

La valeur initiale du courant d'excitation peut être déterminé à partir de la figure (II.2), ($r_a=0$, le glissement $s=1$).

$$i_{f\sim} = \frac{i_{fo}/i_{fn}}{jx_d(j)} j[x_d(jw_s) - x_c] \frac{x_{dc} - x'_{dc}}{x_{dc}x'_{dc} \left(\frac{1}{w_s T'_{dc}} + j \right)} i_{f,ref}$$

La réactance opérationnelle $x_d(jw)$ pour $s=1$ est connue à partir de l'équation (II.1) ou (II.4), avec $p=jw_s$

$$jx_d(jw_s) = r_{d1} + jx_{d1}$$

d'ou

$$a = \left| \frac{r_{d1} + j(x_{d1} - x_c)}{r_{d1} + jx_{d1}} \frac{w_s T'_{dc}}{1 + jw_s T'_{dc}} \right| \frac{x_{dc} - x'_{dc}}{x'_{dc}}$$

Cette dernière expression peut s'écrire :

$$a = \left| \frac{1 + jw_s T'_{dc}}{(1 + jw_s T'_d)(1 + jw_s T''_d)} \right| \frac{(x_d - x_c)(x_d - x_c - x'_{dc})}{x_d x'_{dc}} w_s T'_{dc}$$

La solution numérique de cette équation donne la réactance x_c .

ANNEXE III

III.1 MACHINE A POLES SAILLANT, à ROTOR MASSIF [25]

$r_a = 0.005$ pu , $x_l = 0.129$ pu, $H = 3.8$ s , $\cos(\psi) = 0.85$, $S_n = 230$ MVA

a) Modèle (1d,2q).

$x_d = 1.59$ pu	$x'_d = 0.314$ pu	$x''_d = 0.232$ pu
$x_c = 0.09182$	$T'_d = 2.08$ pu	$T''_d = 0.018$ pu
	$T'_{do} = 10.5$ s	$T''_{do} = 0.024$ s
$x_q = 1.08$ pu	$x'_q = 0.635$ pu	$x''_q = 0.233$ pu
	$T'_q = 0.181$ s	$T''_q = 0.0122$ s
	$T'_{qo} = 0.325$ s	$T''_{qo} = 0.0316$ s

b) Modèle (2d,3q).

$x_d = 1.59$ pu	$x'_d = 0.317$ pu	$x''_d = 0.264$ pu	$x'''_d = 0.186$ pu
$x_c = 0.05437$	$T'_d = 2.12$ s	$T''_d = 0.0343$ s	$T'''_d = 0.0032$ s
	$T'_{do} = 10.7$ s	$T''_{do} = 0.0413$ s	$T'''_{do} = 0.0045$ s
$x_q = 1.08$ pu	$x'_q = 0.71$ pu	$x''_q = 0.334$ pu	$x'''_q = 0.167$ pu
	$T'_q = 0.285$ s	$T''_q = 0.0221$ s	$T'''_q = 0.0032$ s
	$T'_{qo} = 0.453$ s	$T''_{qo} = 0.0491$ s	$T'''_{qo} = 0.0058$ s

III.2 Turbo-générateur [25]

$r_a=0.0037$ pu , $x_l=0.191$ pu , $H=3.8$ s , $\cos(\psi)=0.85$, $S_n=590$ MVA

a) Modèle (1d,2q)

$x_d=1.77$ pu	$x'_d=0.301$ pu	$x''_d=0.256$ pu
$x_c=0.13033$	$T'_d=0.771$ s	$T''_d=0.022$ s
	$T'_{do}=4.55$ s	$T''_{do}=0.026$ s
$x_q=1.65$ pu	$x'_q=0.598$ pu	$x''_q=0.322$ pu
	$T'_q=0.140$ s	$T''_q=0.011$ s
	$T'_{qo}=0.405$ s	$T''_{qo}=0.020$ s

b) Modèle (2d,3q)

$x_d=1.77$ pu	$x'_d=0.311$ pu	$x''_d=0.274$ pu	$x'''_d=0.221$ pu
$x_c=0.08401$	$T'_d=0.816$ pu	$T''_d=0.069$ pu	$T'''_d=0.0031$ pu
	$T'_{do}=4.69$ s	$T''_{do}=0.077$ s	$T'''_{do}=0.0038$ s
$x_q=1.65$ pu	$x'_q=0.767$ pu	$x''_q=0.424$ pu	$x'''_q=0.240$ pu
	$T'_q=0.226$ s	$T''_q=0.031$ s	$T'''_q=0.0024$ s
	$T'_{qo}=0.524$ s	$T''_{qo}=0.054$ s	$T'''_{qo}=0.0041$ s

BIBLIOGRAPHIE

-
- [1] Maun, J.C., Bodson, M., "La mesure des paramètres des machines synchrones par l'essai statique de réponse en fréquence", Revue E de la SRBE, x-101 (1982) pp. 79-94.
- [2] Krause, P.C. and O. Wasynczuk, Electromechanical Motion Devices, McGraw-hill Book Company, 1989.
- [3] Krause, P.C., Analysis of Electric Machinery, McGraw-hill Book Company, 1986.
- [4] Lipo, T., "Analysis of electric machinery," Class Notes, Department of Electrical Engineering, University of Wisconsin-Madison.
- [5] Anderson and Fouad, Power System Control and Stability, Iowa State University Press, 1977.
- [6] Concordia, C., Synchronous Machines Theory and Performance, John Wiley and Sons, 1951.
- [7] Kimbark, E.W., "Power system stability : Synchronous machines", Dover Publications, Inc., 1968.
- [8] Adkins, B. and R.G. Harley, The General Theory of Alternating current Machines, Chapman and hall, 1975.
- [9] Majmudar, H., Electromechanical Energy Converters, Allyn and Bacon , 1965.
- [10] O'Kelley, D. and S. Simmons, Generalized Electrical Machine Theory , McGraw-hill, 1968.
- [11] A.KEYHANI, "Synchronous machine parameter identification", Electric Machines and Power Systems, 20:pp- 45-69, 1992.

- [12] F. P de Mello, L. H. Hannel, "validation of synchronous machine models and derivation of model parameters from tests", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-100, No..2, February 1981, pp- 662-672.
- [13] Yao-nau Yu, H. A. M. Moussa, "experimental determination of exact equivalent circuit parameters of synchronous machines", IEEE Tran. on Power App. Syst., Nov./Dec. 1971, pp- 45-50
- [14] Innocent KAMWA et Philippe VIAROUGE, "Une méthode directe d'estimation des paramètres de la machine synchrone à partir des oscillogrammes de court-circuit", IMACS TC1-IEEE International Symposium, 1987, pp. 247-254.
- [15] E.EITELBERG, R G HAREY, "Estimating synchronous machine electrical parameters from frequency response tests", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No.1, March 1987, pp. 132-136.
- [16] Innocent KAMWA, Pilipe VIAROUGE and John DICKINSON, "Discrete Technique for Synchronous Machine Operational Impedances estimation from Time-domain Standstill Tests", IMACS TC1-IEEE International Symposium, 1988, pp. 24-27.
- [17] E.P. de Mello, L.N. Hannel, "Determination of synchronous Machine Electrical characteristics by Test", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS -102, No. 12, December 1983, pp. 3810-3814.
- [18] F.P. de Mello, L.N. Hannel, J.R.Willis, "Determination of synchronous Machine stator and field leakage inductances from standstill frequency response tests", IEEE Transactions on Power Systems, Vol.3, No.4, November 1988, pp. 1625-1632.

- [19] M.E. Coultres, WILFRED Watson, "synchronous machine models by stand still frequency response tests", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS -100, No.4, April 1981, pp. 1480-1489.
- [20] Gerald Manchur, David C. Lee, M. E. Coultres, J.D.A. Griffin, Wilfred Watson, "Generator Models established by frequency response tests on A 555 MVA Machine", IEEE Trans. on Power app. Syst., Sept./Oct. 1972, pp- 37-44.
- [21] D.S.PETROVIC, Lambert PIERRAT, "DESIGN of Extended synchronous machine Model and estimation of parameters by a step function response of blocked rotor", IMACS - TC1 '90
- [22] Lambert PIERRAT, "Identification of subtransient time constants of the solid rotor synchronous machine", IMACS - TC1 '90.
- [23] T. KAMABU, J.C.MAUN, " the Turbine-generator models by the finite-element method", IMACS - Tc1 - IEEE International Symposium 1987, pp - 239-246.
- [24] I.M. Cannay, "Identification and determination of synchronous machine parameters", ibid., 1984, (6/7), pp. 299-304.
- [25] I.M. Cannay, "physical significance of sub-subtransient quantities in dynamic behaviour of synchronous machines", IEE proceedings, Vol.135, pt.B, No.6, November 1988, pp. 334-340.
- [26] PAUL C. Krause, "Analysis of Electric Machinery ", Mc GRAW-HILL INTERNATIONAL EDITIONS, 1987.
- [27] I.M. Canay, " Extended synchronous-machine model for the calculation of transient processes and stability", Electric machines and Electromechanics", 1977, 1, pp. 137-150.

[28] I.M. Canay, "Equivalent circuits of synchronous machines for calculating quantities of the rotor during transient process and asynchronous starting".

Part.I 'turbogenerators', BBR 2-69, PP. 60-71.

[29] A.N. ATHANASAKOS, B.SC, "simulation of salient-pole synchronous machine", a project report, submitted in part fulfilment of the requirements for the degree of master of science of lonhborough university of technology, August, 1977.

[30] I.M. Canay, "causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine", IEEE trans., Vol. pas -88, 1969, pp. 1114-1120.

[31] I.M. Canay, "Ersatzschemata der synchronmaschine soirie voransberechnung der kenngrossen mit beispielen.", these no. 81, école polytechnique de l'université de l'ausanne (1968).

[32] I.M. Canay, "Allgemeine theorie der synchro-und Asynchronmaschine in der operator-matrix-Darstellung.", Arch. Elektrotech. 46 (1961) 2.

[33] I.M Canay, "Determination of model parameters of synchronous machines", IEE proc., Vol. 130, pt.8, No. 2, March 1983, pp. 86-94.

[34] R.W. Weisseman, "graphical determination of magntic fields.", J. Amer. Inst. elect. Engrs 1927, 46 430.

[35] IEEE Task Force, "first benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance", IEEE trans. 1977, pas-96, pp. 1565-1572.

[36] Bernard Adkins, "the general theory of electrical machines" London : Chapman et Hall Ltd., 1952, pp. 101-124, pp. 145-151.

- [37] I. M. CANNAY, " determination of synchronous machine model parameters from the characteristic quantities applicable also to sub-subtransient data ", Electric Machines and Power Systems, 9:33-47, 1984, pp- 33-47.
- [38] Paul L. Dandeno, Ronald L. Hauth, Richard p. Schulz, "effects of synchronous machine modeling in large scale system studies", IEEE Trans. Power on App. Syst, Mar./Apr. 1973, pp- 28-35
- [39] T. J. Hammons, Scoltanc U. K. and I. M. Canay, "effect of damper modellingand the fault clearing process on response Torque and stressing of Turbine generators shafts", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 1, March 1986, pp- 113-121.
- [40] Richard P. Schulz, William D. Jones, Donald n. Ewart, "Dynamic Models of Turbine generators derived from solid rotor equivalent circuits",
- [41] O.Touhami et F.Leguebedj, " Détermination des paramètres de la machine synchrone", Part I: Influence des méthodes de détermination des paramètres sur les régimes transitoires. (soumise au journal de physique III).
- [42] O.Touhami et F.Leguebedj, " Détermination des paramètres de la machine synchrone", Part I: Analyse de la représentation du rotor sur les réponses fréquentielles. (soumise au journal de physique III).